



**Rafael Santos
Costa**

Métodos de transmissão de rádio sobre fibra



**Rafael Santos
Costa**

Métodos de transmissão de rádio sobre fibra

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro, Professor associado do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

Trabalho financiado por Fundos Nacionais através da “FCT – Fundação para a Ciência e a Tecnologia” no âmbito do projeto “Hydra-RoF” PEST-OE/EEI/LA0008/2013.



O júri

Presidente

Prof. Dr. Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho

Professor catedrático do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Orientador

Prof. Dr. Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro

Professor associado do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Arguente

Prof. Dr. Maria do Carmo Raposo de Medeiros

Professora associada da Faculdade de Ciências e Engenharia da Universidade de Coimbra

**Agradecimentos/
Acknowledgements**

Dedico a dissertação à minha família que sempre me apoiou durante o meu percurso académico. Quero agradecer também ao meu orientar Dr. Paulo Miguel Nepomuceno Pereira Monteiro pela sua disponibilidade para me ajudar e ao Instituto de Telecomunicações pólo de Aveiro por ter proporcionado todas as condições para a realização da dissertação.

Palavras-chave

Digital Radio over Fiber, Analogue Radio over Fiber, Orthogonal Frequency Division Multiplexing, Vertical-cavity surface-emitting laser, Ligação RoF, Pré-distorção.

Resumo

Nas tecnologias de acesso rádio, de modo a suportar o aumento do volume de tráfego, foram concebidas novas arquiteturas da estação base. Estas envolvem a coordenação de várias antenas em locais distintos a partir de uma unidade central. Nestas novas arquiteturas, a unidade central e as várias antenas comunicam entre si usando ligações óticas, desse modo um sinal rádio viaja numa ligação ótica e no espaço livre. Na fibra ótica um sinal rádio pode ser transmitido na forma digital, designado *Digital Radio over Fiber* (D-RoF) ou na forma analógica, designado *Analogue Radio over Fiber* (A-RoF). Nesta dissertação, são apresentados os principais requisitos do D-RoF e A-RoF. Atualmente, nas tecnologias de acesso rádio o *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) é formato de modulação de excelência. Na transmissão de rádio analógico sobre fibra os sinais multiportadora, como os sinais OFDM, são deteriorados significativamente, devido à característica não linear dos equipamentos usados na ligação RoF. Nesta dissertação usando um *Vertical-cavity surface-emitting laser* (VCSEL) modulado diretamente, é avaliado o desempenho de um sinal rádio com formato de modulação OFDM numa ligação RoF. Posteriormente usando uma versão simplificada das séries de Volterra, um polinómio com memória, são compensadas as não linearidades da ligação RoF, mediante a pré-distorção do sinal OFDM em banda base.

Keywords

Digital Radio over Fiber, Analogue Radio over Fiber, Orthogonal Frequency Division Multiplexing, Vertical-cavity surface-emitting laser, RoF link, Predistortion.

Abstract

In the radio access technologies, in order to be able to support the increase in the traffic volume, new architectures of the base station were designed. This involves the coordination of multiple antennas in different locations from a central unit. In this new architectures, the central unit and the multiple antennas communicate with each other using optical links. Therefore, the radio signal travels in the optical link and in the free space. In the optical fiber, a radio signal can be transmitted in digital form, called Digital Radio over Fiber (D-RoF), or in the analog form, called Analogue Radio over Fiber (A-RoF). In this dissertation, the main requirements of the D-RoF and A-RoF is presented. Currently, in the radio access technologies the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is the modulation format of excellence. In the transmission of analog radio over fiber, the multicarrier signals such as the OFDM, are significantly distorted due to the nonlinear characteristic of the devices used in the RoF link. In this dissertation, using a directly modulated Vertical cavity Surface Emitting Laser (VCSEL) is assessed the performance of a radio signal with OFDM modulation format in a RoF link. Subsequently, using a simplified version of the series of Volterra, a memory polynomial, the nonlinearities of the RoF link are compensated by predistortion of the OFDM signal in baseband.

Conteúdo

1	Introdução	21
1.1	Enquadramento	21
1.2	Objetivos.....	22
1.3	Estrutura do documento	22
1.4	Contribuições.....	23
2	Estado de arte.....	25
2.1	D-RoF	25
2.2	A-RoF	26
2.2.1	Principais causas da degradação de um sinal rádio numa ligação RoF.....	26
2.2.2	Conceitos fundamentais sobre pré-distorção.....	27
2.2.3	Modelo matemático de uma ligação RoF.....	28
2.2.4	Cálculo dos coeficientes do polinómio com memória.....	29
3	Requisitos do D-RoF e A-RoF	35
3.1	Sincronismo	35
3.2	Atraso máximo admitido no fronthaul.....	35
3.3	Precisão do atraso e precisão da medição do atraso	39
3.4	Largura de banda	40
3.5	Qualidade de serviço.....	41
3.6	Vantagens e desvantagens do D-RoF e A-RoF	42
4	Sinais OFDM.....	43
4.1	Introdução	43
4.2	Modulação/Desmodulação OFDM	43
4.3	Transmissor e recetor OFDM	47
4.3.1	Inserção de pilotos e equalização	47
4.3.2	Prefixo cíclico.....	49
4.3.3	Inserção de zeros e sobre amostragem	50
4.3.4	Modulação e desmodulação I/Q	53
4.4	Erros de sincronismo e sistemas não lineares	54
4.4.1	Erros de sincronismo na frequência.....	54
4.4.2	Erros de sincronismo no tempo	55
4.4.3	Sinais multiportadora e sistemas não lineares	56
4.5	Vantagens e Desvantagens do formato de modulação OFDM	56
5	Montagem experimental.....	57
5.1	Descrição geral	57
5.2	Gerador de sinais vetorial e analisador de sinais vetorial	58
5.3	Procedimento efetuado para garantir o sincronismo na frequência e no tempo	59

5.4	Compensação da atenuação na ligação RoF e da rotação de fase introduzida na desmodulação I/Q.....	62
5.5	Compensação das não linearidades na ligação RoF	63
6	Resultados experimentais.....	65
6.1	Características do VCSEL	65
6.2	Identificação da zona não linear da fonte ótica.....	66
6.3	Desempenho do sinal OFDM	68
6.3.1	Desempenho do sinal OFDM com o gerador de sinais vetorial conectado diretamente ao analisador de sinais vetorial usando um cabo de RF.....	68
6.3.2	Degradação do sinal OFDM devido às não linearidades da fibra ótica.....	69
6.3.3	Desempenho do sinal OFDM em função da corrente de polarização e da potência de pico do sinal rádio.....	70
6.4	Compensação das não linearidades da ligação RoF	71
7	Conclusões e trabalho futuro	77
7.1	Conclusões.....	77
7.2	Trabalho futuro	77
A	Informações adicionais sobre o CPRI	79
A.1	Topologias de ligação	79
A.2	Estrutura da trama e taxas de transmissão	80
A.3	Frequências de amostragem suportadas para as tecnologias de acesso rádio UTRA FDD, GSM e E-UTRA	82
B	Evolução da arquitetura da estação base	85
C	Funções AM/AM e AM/PM.....	89
D	Tipos de sincronismo, requisitos colocados pelo 3GPP às tecnologias GSM, UMTS e LTE em termos de sincronismo	91
E	Soluções para implementar o fronthaul	95
	Referências.....	97

Lista de figuras

Fig. 1.1 Método de transmissão A-RoF	21
Fig. 1.2 Método de transmissão D-RoF	22
Fig. 2.1 Estrutura da interface CPRI	25
Fig. 2.2 Sinal triangular aplicado a um MZM	26
Fig. 2.3 Sinal triangular aplicado a um laser	26
Fig. 2.4 Função AM/AM do sistema, da pré-distorção, e da pré-distorção mais sistema	28
Fig. 2.5 Funcionamento dos algoritmos adaptativos	31
Fig. 2.6 Sistema que calcula iterativamente os coeficientes do polinómio com memória	32
Fig. 3.1 Operação do protocolo Stop and Wait	36
Fig. 3.2 Operação dos processos HARQ no LTE e LTE-A	37
Fig. 3.3 Atraso de processamentos dos processos HARQ	37
Fig. 3.4 Atrasos envolvidos numa ligação ponto a ponto numa arquitetura que implementa CPRI	38
Fig. 4.1 Modulação/desmodulação multi-portadora	44
Fig. 4.2 Subportadoras no domínio da frequência	46
Fig. 4.3 Transmissor e recetor OFDM	47
Fig. 4.4 Organização hierárquica da informação no LTE	48
Fig. 4.5 Estrutura de um Resource Block	49
Fig. 4.6 Dois símbolos OFDM transmitidos num canal ideal e real sem e com período de guarda	50
Fig. 4.7 Espectro de um sinal após a conversão digital analógico	51
Fig. 4.8 Espectro de um sinal após sobre amostragem por um fator de dois ou três	52
Fig. 4.9 Modulador I/Q	54
Fig. 4.10 Desmodulador I/Q	54
Fig. 4.11 Interferência entre subportadoras	55
Fig. 5.1 Montagem experimental	57
Fig. 5.2 Blocos internos do gerador de sinais vetorial	59
Fig. 5.3 Blocos internos do analisador de sinais vetorial	59
Fig. 5.4 Função implementada para detetar o início do sinal recebido	61
Fig. 5.5 Processamento realizado no terceiro estágio	62
Fig. 5.6 Método alternativo de pré-distorção	63
Fig. 6.1 Potência ótica à saída do VCSEL em função da corrente de polarização	65
Fig. 6.2 Parâmetro S11 medido entre 500 MHz e 3000 MHz em função da corrente de polarização do VCSEL	66
Fig. 6.3 Potência elétrica a partir da qual o VCSEL opera na zona não linear	67
Fig. 6.4 Constelação recebida ligando diretamente o gerador de sinais vetorial ao analisador de espetros	68
Fig. 6.5 Constelação recebida usando um atenuador entre o VCSEL e o PIN	69
Fig. 6.6 Constelação recebida usando uma fibra ótica entre o VCSEL e o PIN	70
Fig. 6.7 EVM da constelação recebida em função da corrente polarização e da potência de pico do sinal rádio	71
Fig. 6.8 Erro obtido considerando as não linearidades pares e ímpares	72
Fig. 6.9 Erro obtido considerando as não linearidades ímpares	73

Fig. 6.10 Função AM/AM da ligação RoF, da pré-distorção e da ligação RoF com a pré-distorção	74
Fig. 6.11 Função AM/PM da ligação RoF, da pré-distorção e da ligação RoF com a pré-distorção	75
Fig. 6.12 Densidade espectral de potência normalizado, do sinal OFDM enviado, do sinal OFDM recebido sem pré-distorção e do sinal OFDM recebido com pré-distorção	75
Fig. 6.13 Constelação recebida sem pré-distorção e com pré-distorção	76
Fig. A. 1 Topologia básica	79
Fig. A. 2 Uma RRH conectada a uma BBU por múltiplas ligações ponto a ponto	79
Fig. A. 3 Topologia em estrela	79
Fig. A. 4 Topologia em cadeia	80
Fig. A. 5 Topologia em árvore	80
Fig. A. 6 Topologia em anel	80
Fig. A. 7 Uma RRH conectada a duas BBU	80
Fig. A. 8 Duas BBU conectadas	80
Fig. A. 9 Estrutura da trama básica	81
Fig. A. 10 Organização hierárquica da informação no CPRI	82
Fig. B. 1 Arquitetura da estação base convencional	85
Fig. B. 2 Arquitetura da estação base distribuída	85
Fig. B. 3 Várias BBU pertencentes a estações base distribuídas distintas numa central ..	86
Fig. B. 4 Cloud Radio Access Network	87
Fig. D. 1 Três tipos de sincronismo	92
Fig. E. 1 Multiplexagem de vários canais CPRI	95

Lista de Tabelas

Tabela 3.1 Atraso máximo admitido no fronthaul em função do raio de cobertura da RRH	39
Tabela 3.2 Requisitos relacionados com a precisão do atraso e a precisão da medição do atraso	39
Tabela 3.3 Configurações da RRH suportadas pela interface CPRI	40
Tabela 3.4 Largura de banda requerida no fronthaul por uma RRH.....	41
Tabela 3.5 Requisitos de qualidade de serviço	42
Tabela 3.6 Vantagens e desvantagens do D-RoF e A-RoF.....	42
 Tabela 4.1 Frequência de amostragem para cada largura de banda suportada pelo LTE53	
 Tabela A. 1 Taxas de transmissão suportadas na versão 6.1 da especificação do CPRI 81	
Tabela A. 2 Frequências de amostragem no GSM múltiplas da taxa de símbolo.....	82
Tabela A. 3 Frequências de amostragem no GSM múltiplas e submúltiplas da taxa de chip.....	83
Tabela A. 4 Frequências de amostragem suportadas para a tecnologia E-UTRA.....	83
 Tabela D. 1 Precisão da frequência da portadora no UMTS e LTE	93

Lista de abreviaturas

3GPP	3rd Generation Partnership Project
ACK	Acknowledgement
ADC	Analogue to Digital Converter
AM/AM	Amplitude to Amplitude
AM/PM	Amplitude to Phase
ARQ	Automatic Repeat Request
A-RoF	Analogue Radio over Fiber
ASV	Analizador de sinais vetorial
BBU	Baseband Unit
CPRI	Common Public Radio Interface
C-RAN	Cloud Radio Access Network
DAC	Digital to Analog Converter
D-RoF	Digital Radio over Fiber
DVB	Digital Video Broadcasting
EDGE	Enhanced Data Rates For GSM Evolution
E-UTRA	Evolved-UMTS Terrestrial Radio Access
EVM	Error Vector Magnitude
FDD	Frequency Division Duplex
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
GBN	Go-Back-N
GSM	Global System for Mobile Communications
GSV	Gerador de Sinais Vetorial
HARQ	Hybrid Automatic Repeat Request
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IP	Internet Protocol
LTE	Long Term Evolution
LTE-A	Long Term Evolution-Advanced
LMS	Least Mean Squares
MPLS	Multiprotocol Label Switching
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NACK	Notacknowledgement
OBSAI	Open Base Station Architecture Initiative
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
ORI	Open Radio Interface
OSI	Open System Interconnection
OTN	Optical Transport Network
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PON	Passive Optical Network
RIN	Relative Intensity noise
RLS	Root Least Squares
RoF	Radio over Fiber
RRH	Remote Radio Head
SAP	Service Access Point

SW	Stop and Wait
TDD	Time Division Duplex
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UTRA	UMTS Terrestrial Radio Access
VCSEL	Vertical Cavity Surface Emitting Laser
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network

Capítulo 1

1 Introdução

1.1 Enquadramento

Em 1980 Brenci e Checcaci efetuaram o primeiro transporte de sinais rádio sobre fibra ótica [1]. Comparado com o tradicional transporte de sinais rádio usando cabos coaxiais, este método possui menos perdas e uma excelente imunidade às interferências eletromagnéticas. A primeira vantagem deve-se a que, para determinadas gamas de comprimentos de onda de transmissão ótica (janelas de transmissão), a atenuação de um sinal na fibra ótica é consideravelmente inferior à atenuação de um sinal nos cabos coaxiais.

No passado em inúmeras tecnologias os sistemas digitais competiram com os sistemas analógicos, de um modo geral os sistemas digitais foram mais adotados, na transmissão de rádio sobre fibra em determinadas situações poderá ser interessante a coexistência dos dois métodos de transmissão, D-RoF e A-RoF. Na Figura 1.1 é ilustrado de um modo conceptual o método de transmissão A-RoF, na *Baseband Unit* (BBU) no sentido descendente o sinal rádio é convertido para o domínio ótico por meio de um conversor eletro-ótico, no outro extremo da fibra ótica na *Remote Radio Head* (RRH) o sinal é convertido de novo para o domínio elétrico por meio de um conversor ótico-elétrico, a seguir o sinal é amplificado e enviado para as antenas, no sentido ascendente o processo é análogo [2]. O conversor eletro-ótico é implementado usando um laser ou um laser e um modulador externo, no primeiro caso a modulação é direta no segundo a modulação é externa, o conversor ótico-elétrico é implementado usando um fotodíodo.

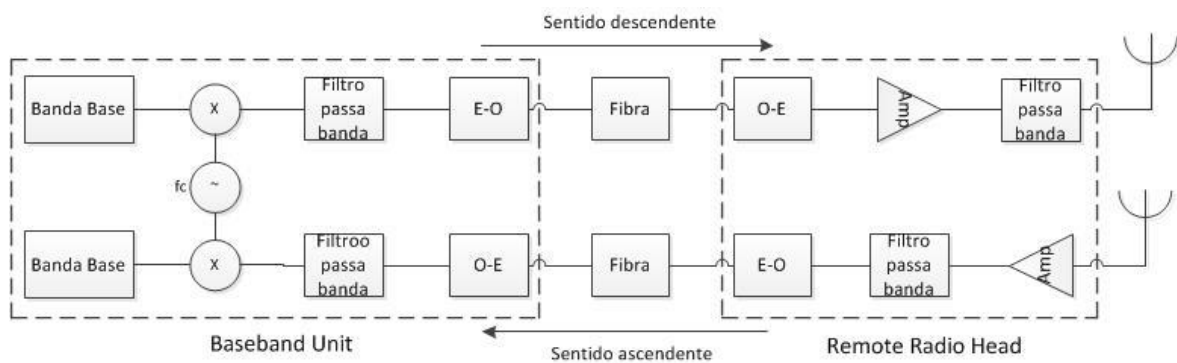


Fig. 1.1 Método de transmissão A-RoF

Na Figura 1.2 é ilustrado de um modo conceptual o método de transmissão D-RoF, na BBU no sentido descendente o sinal rádio em banda base no domínio digital é enviado diretamente para o conversor eletro-ótico, na RRH após o conversor ótico-elétrico é realizada a seguinte sequência de operações: conversão digital analógico, conversão passa banda, amplificação e filtragem, no sentido ascendente é feito o processo inverso [3]. O conversor eletro-ótico e o conversor ótico-elétrico são implementados do mesmo

modo que no A-RoF. Em ambos os métodos de transmissão a situação ideal e desejável é a de que o sinal à saída do conversor ótico-elétrico seja idêntico ao sinal à entrada do conversor eletro-ótico, na realidade o sinal à saída é uma versão alterada do sinal à entrada. Isto deve-se a característica não linear dos equipamentos que constituem a ligação ótica, da atenuação e do ruído gerado nesses equipamentos. A transmissão de sinais rádio na forma digital apresenta, em geral, uma maior imunidade às várias distorções do canal de transmissão, esta característica é comum a todos os sistemas digitais. No A-RoF para melhorar o desempenho da comunicação podem ser usadas técnicas de compensação da ligação RoF.

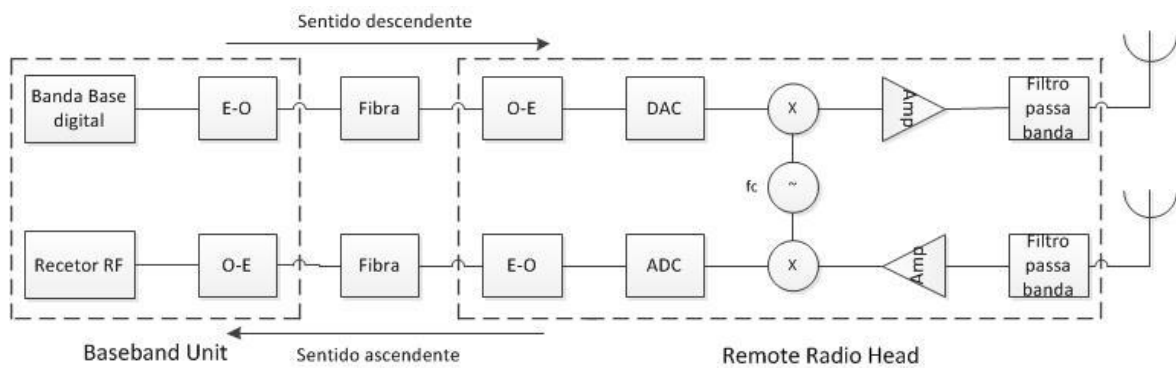


Fig. 1.2 Método de transmissão D-RoF

1.2 Objetivos

Os principais objetivos desta dissertação são os seguintes:

- Estudo dos principais requisitos do D-RoF e A-RoF.
- Estudo da degradação de um sinal rádio analógico com formato de modulação OFDM numa ligação RoF, usando um VCSEL modulado diretamente.
- Compensação das não linearidades da ligação RoF.

1.3 Estrutura do documento

Este documento está organizado do seguinte modo:

- Capítulo 1: É apresentado o enquadramento da dissertação, os objetivos, a estrutura do documento e as contribuições.
- Capítulo 2: É apresentado o estado de arte do D-RoF e A-RoF. No estado de arte do D-RoF são apresentadas as principais tecnologias para transportar rádio digital sobre fibra. No estado de arte do A-RoF são abordadas as principais causas da degradação de um sinal rádio analógico numa ligação RoF e são apresentados alguns métodos para compensar as não linearidades de uma ligação RoF.
- Capítulo 3: São apresentados os requisitos mais importantes do D-RoF e A-RoF. Os requisitos estão organizados do seguinte modo: sincronismo, atraso máximo

admitido no *fronthaul*, precisão do atraso e precisão da medição do atraso, largura de banda e qualidade de serviço. Depois são referidas as principais vantagens e desvantagens dos dois métodos de transmissão.

- Capítulo 4: É apresentado o seguinte: o formato de modulação OFDM, as principais operações realizadas num transmissor e recetor OFDM, o comportamento dos sinais OFDM quando ocorrem erros de sincronismo e na presença de sistemas não lineares e as vantagens e desvantagens deste formato de modulação.
- Capítulo 5: É descrita a montagem experimental realizada, depois é apresentado o procedimento efetuado para garantir o sincronismo na frequência e no tempo e o procedimento efetuado para compensar a atenuação na ligação RoF, a rotação de fase introduzida na desmodulação I/Q e as não linearidades da ligação RoF.
- Capítulo 6: São apresentados os resultados experimentais.
- Capítulo 7: É apresentada a conclusão e o trabalho futuro.
- Apêndice: São apresentadas algumas informações adicionais que poderão ajudar o leitor a perceber melhor os conteúdos presentes nesta dissertação.

1.4 Contribuições

As principais contribuições são as seguintes:

- Estudo dos principais requisitos do D-RoF ou A-RoF.
- Estudo da compensação das não linearidades de uma ligação RoF.
- Desenvolvimento em Matlab de um programa que gera um sinal OFDM em banda base de acordo com a tecnologia LTE.
- Avaliação do desempenho de um sinal rádio analógico com formato de modulação OFDM numa ligação RoF.
- Desenvolvimento em Matlab de uma função que calcula os coeficientes de um polinómio com memória, baseado nas series de Volterra, para todas as combinações da ordem máxima da não linearidade, K , e do comprimento da memória, Q .
- Paper submetido na conferência conftele 2015 realizada na cidade de Aveiro em Portugal, com o título “Nonlinearities mitigation in a RoF link based on OFDM signal transmission by a direct modulation of a VCSEL”.

Capítulo 2

2 Estado de arte

Neste capítulo vai ser apresentado o estado de arte do D-RoF e A-RoF. Na secção 2.1 vão ser apresentadas as principais tecnologias para transportar rádio digital sobre fibra, dando maior ênfase ao *common public radio interface* (CPRI). Na secção 2.2 vão ser apresentadas as principais causas da degradação de um sinal rádio analógico numa ligação RoF, e alguns dos métodos utilizados para compensar às não linearidades de uma ligação RoF.

2.1 D-RoF

O *open base station architecture initiative* (OBSAI) foi a primeira interface digital para transportar rádio digital sobre fibra. Em 2003 surge o CPRI e em 2010 o *open radio interface* (ORI), nesta última interface foram colocadas muitas expectativas mas até hoje existe pouca informação acerca da interface [4], [5], [6].

Em termos do modelo *Open System Interconnection* (OSI), a interface CPRI envolve a camada física e a camada de ligação de dados, isto garante que as evoluções tecnológicas da BBU e da RRH possam ocorrer independentemente, com uma necessidade limitada de adaptação do hardware. A informação enviada na interface CPRI é dividida em quatro tipos: utilizador, sincronização, controlo e gestão, cada um desempenha uma determinada função. Na camada de ligação de dados, cada tipo de informação possui um *service access point* (SAP), este estabelece a comunicação entre esta camada e a camada de rede. Os SAP associados à informação do utilizador, de sincronização e de controlo e gestão são representados respetivamente por SAP_{IQ} , SAP_S e $SAP_{C\&M}$, a informação de controlo e gestão é mapeada no mesmo SAP. No CPRI, a interligação entre um determinado SAP na BBU e o respetivo SAP numa RRH é designado de ligação lógica. Para perceber melhor o exposto, na Figura 2.6 encontra-se uma BBU conectada a uma RRH, a interface CPRI envolve a camada física e a camada de ligação de dados na BBU e na RRH e o meio de transmissão entre esses dois elementos.

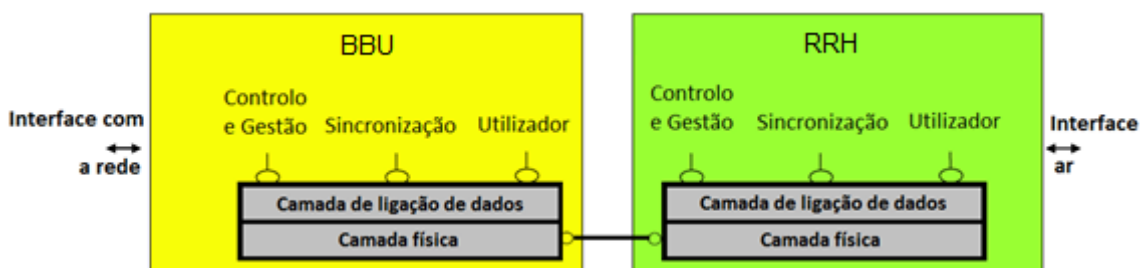


Fig. 2.1 Estrutura da interface CPRI

Cada ligação CPRI possui uma porta mestre e outra escravo, esta distinção apenas é válida para a informação de sincronização, durante a sequência de inicialização do sistema e

para indicações de reiniciar. No CPRI o conjunto de todas as ligações entre dois elementos consecutivos é designado por salto, e o conjunto de todas as ligações e elementos entre a BBU e uma RRH é designado por conexão com múltiplos saltos [3].

No apêndice A encontram-se outras informações sobre o CPRI. No apêndice B é apresentada a evolução da arquitetura da estação base usando D-RoF.

2.2 A-RoF

2.2.1 Principais causas da degradação de um sinal rádio numa ligação RoF

Na modulação direta as principais causas da degradação de um sinal rádio no laser são o *Relative Intensity Noise* (RIN), o *chirp*, o *clipping*, a interação não linear entre fótons e eletrões na região ativa do laser e a atenuação. O RIN é o ruído gerado no laser e tem origem na emissão espontânea de fótons, cada fóton emitido espontaneamente adiciona uma pequena componente, com fase aleatória, ao campo coerente da emissão estimulada, provocando variações de fase e amplitude. O *chirp* é a variação ao longo do tempo da frequência da portadora do sinal rádio à saída do laser, isto resulta da variação da densidade de portadores na região ativa do laser. O *clipping* deve-se à operação do laser próximo da região de limiar ou de saturação. A atenuação deve-se à desadaptação do laser e à eficiência na conversão de corrente elétrica em potência ótica. Quando o conversor electro ótico opera na zona linear a atenuação não depende do ponto de polarização, do ponto de vista de sinal o ponto de polarização apenas adiciona uma componente DC ao sinal. Na modulação externa é possível modular sinais com *chirp* residual através da utilização de certo tipo de moduladores como o modulador de Mach-Zehnder (MZM). Na figura 2.2 e 2.3 são ilustradas respetivamente a potência ótica à saída de um laser e de um MZM quando aplicado à entrada desses dispositivos um sinal triangular [7], [8].

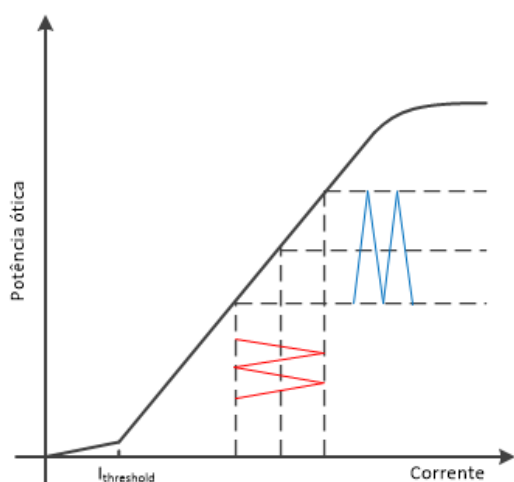


Fig. 2.3 Sinal triangular aplicado a um laser

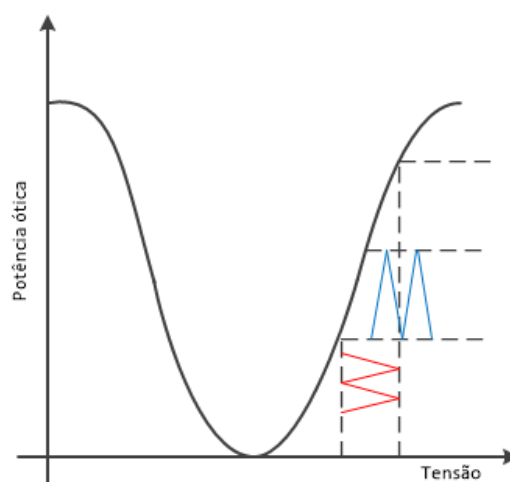


Fig. 2.2 Sinal triangular aplicado a um MZM

Para potências óticas relativamente baixas, a degradação de um sinal rádio na fibra ótica deve-se principalmente à dispersão cromática e à atenuação. A dispersão cromática

resulta do facto de diferentes componentes de frequência num modo viajarem a velocidades distintas. A dispersão cromática é o efeito conjunto da dispersão material e da dispersão no guia. A dispersão material deve-se à variação do índice de refração com o comprimento de onda, neste tipo de dispersão considera-se que o meio é ilimitado, a dispersão do guia deve-se à configuração do próprio guia [7].

No fotodíodo a degradação do sinal rádio é causada fundamentalmente pelo ruído quântico e pelo ruído de corrente escura. O ruído quântico resulta do número aleatório de fótons detetados pelo fotodíodo e o ruído de corrente escura deve-se ao deslocamento de portadores minoritários na região ativa do laser, mesmo na ausência de fótons ocorrem deslocamentos de portadores. Além destes ruídos, existe o ruído térmico gerado na resistência de polarização do fotodíodo, devido às flutuações do número de portadores. A corrente escura face às correntes geradas pelo ruído quântico e ruído térmico é muito pequena, sendo normalmente desprezada [7].

A degradação dos sinais rádio numa ligação RoF pode ser minimizada restringindo a uma região linear a operação dos vários subsistemas que compõem a ligação. Como é óbvio a degradação do sinal rádio também pode ser reduzida optando por componentes com melhores características, no entanto isto tem os seus custos. A operação da fonte ótica numa zona linear limita a gama de excursão dos sinais com um elevado *Peak to Average Power Ratio* (PAPR), e portanto limita a relação sinal ruído à saída da ligação RoF. Sem degradar significativamente o sinal a gama de excursão pode ser aumentada compensando as não linearidades decorrentes da operação da fonte ótica numa zona não linear [8].

2.2.2 Conceitos fundamentais sobre pré-distorção

A compensação de um sistema pode ser efetuada antes ou depois do sistema, no primeiro caso a compensação consiste na pré-distorção do sinal, no segundo na pós-distorção. Para entender o conceito da pré-distorção, na figura 2.4 é apresentada a função AM/AM de um sistema não linear, da pré-distorção, e do sistema com a pré-distorção. No apêndice C é apresentado o significado das funções AM/AM e AM/PM, além disso são indicadas as representações mais comuns das duas funções. Na figura 2.4 admitiu-se que a pré-distorção modela exatamente o inverso do sistema, e portanto como pode ser observado, a função AM/AM da pré-distorção é inversa à do sistema, e a função AM/AM do sistema com a pré-distorção é linear, embora não esteja ilustrado na figura, a função AM/PM da pré-distorção também é inversa à do sistema [8].

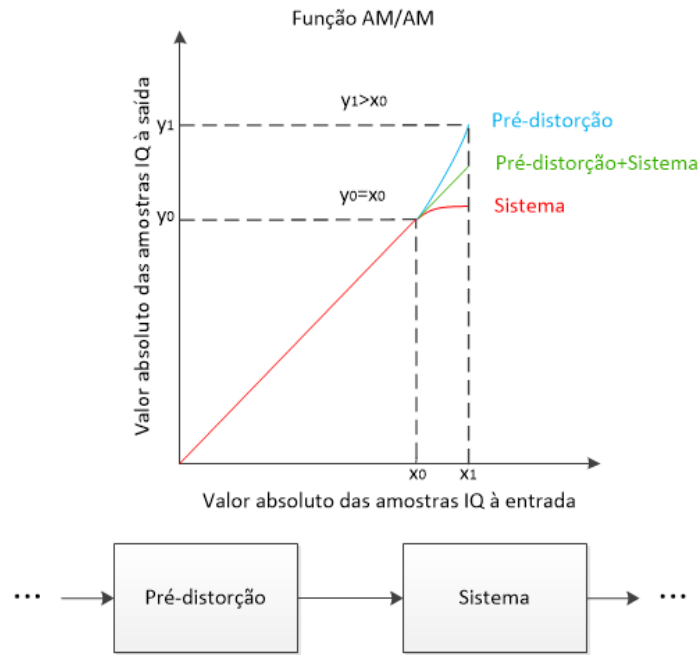


Fig. 2.4 Função AM/AM do sistema, da pré-distorção, e da pré-distorção mais sistema

A compensação de uma ligação RoF pode ser realizada na BBU ou na RRH. A compensação na BBU permite uma simplificação da RRH, reduzindo os custos operacionais e o investimento. Na BBU a compensação da ligação RoF no sentido descendente consiste na pré-distorção do sinal rádio em banda base, a compensação da ligação RoF no sentido ascendente consiste na pós-distorção [8].

2.2.3 Modelo matemático de uma ligação RoF

Os sistemas não lineares podem ser estáticos ou dinâmicos. Nos sistemas estáticos o sinal à saída num determinado instante apenas depende do sinal à entrada nesse instante, num sistema dinâmico o sinal à saída depende do sinal à entrada nesse instante e em instantes anteriores, neste caso diz-se que o sistema possui memória. No laser, as não linearidades podem ser classificadas em estáticas e dinâmicas, as não linearidades estáticas decorrem, principalmente, da operação do laser próximo da região de corte ou de saturação, as não linearidades dinâmicas resultam da interação não linear entre fótons e elétrons na região ativa do laser. As não linearidades dinâmicas começam a surgir quando a frequência de ressonância do laser é menor do que cinco vezes a frequência da portadora do sinal rádio. Um sistema ou dispositivo começa a exibir memória quando a largura de banda do sinal à sua entrada é comparável à largura de banda do sistema ou dispositivo. Nunca ligação RoF isto nunca se verifica, dado que para as tecnologias de acesso rádio atuais, a largura de banda dos sinais rádio é muito inferior à largura de banda de cada um dos componentes que constitui a ligação RoF [8].

O comportamento de uma ligação RoF pode ser modelado matematicamente usando as equações das taxas do laser ou ao nível comportamental. O primeiro método possui o inconveniente que muitos dos parâmetros de um laser não são conhecidos e a sua

extração não é uma tarefa fácil, além disso podem existir fenómenos não lineares que não são descritos pelas equações das taxas. Em relação ao segundo método toda a ligação RoF é vista como uma caixa preta, interessando apenas a relação entre a entrada e a saída. A obtenção de um modelo por este método é mais simples comparado com o primeiro, além disso são tidos em conta todos os fenómenos não lineares. A série de Volterra é um dos modelos matemáticos mais gerais para modelar sistemas não lineares. Esta é descrita por uma combinação multidimensional de convoluções lineares e uma série de potências não linear, no domínio discreto a série de Volterra é dada por [8]

$$y(n) = \sum_{k=1}^K y_k(n) \quad (2.1)$$

$$y_k(n) = \sum_{q_1=0}^Q \dots \sum_{q_k=0}^Q h_k(q_1, \dots, q_k) \prod_{j=1}^k x(n - q_j) \quad (2.2)$$

As variáveis K e Q representam respetivamente a ordem máxima da não linearidade e o comprimento da memória. A expressão (2.2) é a k -ésima convolução dimensional do sinal de entrada $x(n)$ com os coeficientes de Volterra $h_k(q_1, \dots, q_k)$, os coeficientes são determinados de modo a série aproximar o comportamento do sistema que se pretende modelar. Como o número de coeficientes cresce exponencialmente com K e Q o seu cálculo pode tornar-se incomportável. A série de Volterra pode ser simplificada no seguinte polinómio com memória [8]

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q a_{kq} x(n - q) |x(n - q)|^{k-1} \quad (2.3)$$

Observando 2.3 verifica-se que o número de coeficientes é reduzido substancialmente.

A série de Volterra e o polinómio com memória em (2.3) podem ser usados para modelar o comportamento inverso da ligação RoF, e posteriormente compensar as não linearidades da ligação.

2.2.4 Cálculo dos coeficientes do polinómio com memória

Para determinar os coeficientes do polinómio com memória que modelam o comportamento inverso da ligação RoF é necessário ter acesso ao sinal à entrada e à saída da ligação. Estes sinais, podem ser obtidos efetuando uma montagem experimental, depois os coeficientes podem ser determinados num programa computacional usando o algoritmo dos mínimos quadrados, de referir que antes de determinar os coeficientes primeiro deve ser compensada a atenuação do sinal rádio na ligação RoF [9]. Na secção 2.2.4.1, vai ser apresentado o procedimento para determinar os coeficientes do polinómio com memória usando algoritmo dos mínimos quadrados. Num sistema prático o uso constante dos mesmos coeficientes na pré-distorção não é uma solução fiável, pois a longo prazo o comportamento da ligação RoF pode variar, estas variações ocorrem devido ao

envelhecimento dos componentes que constituem a ligação RoF, efeitos térmicos entre outros [8]. Na secção 2.2.4.2, vai ser apresentada uma solução mais robusta baseada em algoritmos adaptativos.

2.2.4.1 Algoritmos dos mínimos quadrados

Os coeficientes do polinómio com memória podem ser determinados usando o algoritmo dos mínimos quadrados, pois $y(n)$ é linear com [9]

$$x_{kq}(n) = x(n-q)|x(n-q)|^{k-1} \quad (2.4)$$

Para usar o algoritmo dos mínimos quadrados o polinómio com memória deve ser reescrito na forma matricial. Os coeficientes a_{kq} , e os termos em (2.4) com o mesmo k e q mas com n distinto podem ser agrupados nos seguintes vetores

$$\mathbf{a} = [a_{10}, \dots, a_{K0}, a_{11}, \dots, a_{K1}, \dots, a_{1Q}, \dots, a_{KQ}]^T \quad (2.5)$$

$$\mathbf{X}_{kq} = [x_{kq}(n), x_{kq}(n+1), \dots, x_{kq}(n+N-1)]^T \quad (2.6)$$

onde N é o número de pontos de $x(n)$ e $y(n)$ usados para calcular os coeficientes a_{kq} , quanto maior N melhor a aproximação do polinómio ao comportamento inverso da ligação RoF, na obstante para valores de N muito elevados os melhoramentos deixam de ser significativos. Os vetores com a forma de (2.6) podem ser agrupados na seguinte matriz

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_{10}, \dots, \mathbf{X}_{K0}, \mathbf{X}_{11}, \dots, \mathbf{X}_{K1}, \dots, \mathbf{X}_{1Q}, \dots] \quad (2.7)$$

, desse modo o polinómio com memória pode ser descrito de um modo compacto através da seguinte multiplicação matricial

$$\mathbf{y} = \mathbf{X} \times \mathbf{a} \quad (2.8)$$

Sabendo \mathbf{X} e \mathbf{y} os coeficientes a_{kq} podem ser determinados através da seguinte expressão

$$\mathbf{a} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{y} \quad (2.9)$$

onde H representa a matriz hermitiana, esta expressão descreve o algoritmo dos mínimos quadrados. O erro médio quadrático normalizado na escala logarítmica, associado ao cálculo dos coeficientes a_{kq} é dado por:

$$EMQN(dB) = 10 \log_{10} \left[\frac{\sum_{n=1}^N |y(n) - y_a(n)|^2}{\sum_{n=1}^N |y(n)|^2} \right] \quad (2.10)$$

onde $y_a(n)$ é uma aproximação de $y(n)$, este sinal pode ser obtido multiplicando \mathbf{X} pelos coeficientes determinados a partir da expressão (2.9).

2.2.4.2 Algoritmos adaptativos

Para modelar o comportamento de sistemas lineares foram desenvolvidos vários algoritmos adaptativos. Nestes algoritmos para modelar o comportamento de um determinado sistema os coeficientes de um filtro linear são ajustados iterativamente, a partir do erro entre o sinal à saída do filtro e do sistema [10]. Como o ruído está presente em todos os sistemas, na prática é modelado o comportamento do conjunto sistema mais ruído. De um modo muito simples o funcionamento destes algoritmos é ilustrado na figura 2.5 [11].

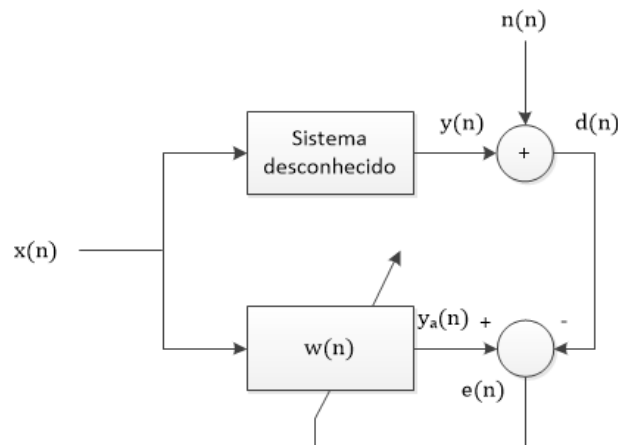


Fig. 2.5 Funcionamento dos algoritmos adaptativos

Efetuada pequenas alterações, estes podem ser usados para determinar os coeficientes do polinómio com memória, e portanto modelar o comportamento de sistemas não lineares [10]. Na figura 2.6, é apresentado um sistema mais fiável para compensar uma ligação RoF no sentido descendente, baseado em algoritmos adaptativos. Neste sistema é necessária uma ligação de feedback da RRH para a BBU, por forma o algoritmo adaptativo determinar os coeficientes do polinómio com memória. Depois do cálculo dos coeficientes estes são copiados para o bloco de pré-distorção. O bloco estimação do atraso e sua correção, visa garantir o alinhamento temporal entre o sinal à saída da pré-distorção e o sinal à saída da ligação RoF. Por simplicidade no raciocínio que se segue vai se admitir que a ligação de *feedback* é ideal, e portanto a BBU tem conhecimento exato do sinal à saída da ligação RoF [8].

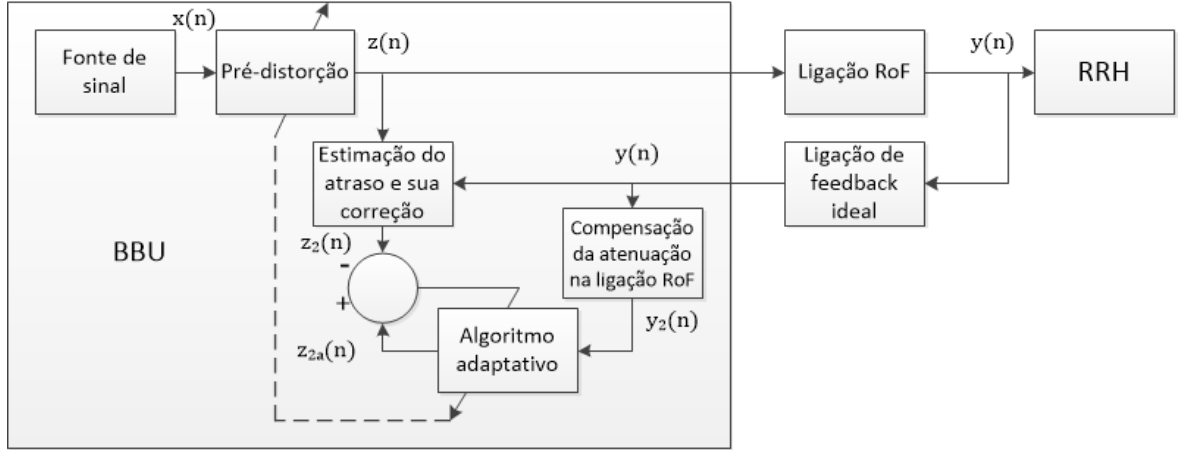


Fig. 2.6 Sistema que calcula iterativamente os coeficientes do polinómio com memória

Devido à sua baixa complexidade o *Least Mean Squares* (LMS) é bastante utilizado para modelar o comportamento de sistemas lineares, este algoritmo minimiza o erro médio quadrático entre o sinal à saída do filtro e o sinal à saída do sistema que se pretende modelar. Matematicamente este algoritmo é representado pelas seguintes duas expressões [11]:

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{X}(n) \quad (2.11)$$

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e^*(n)\mathbf{X}(n) \quad (2.12)$$

$\mathbf{X}(n)$ é um vetor coluna com uma amostra do sinal de entrada no instante n e $p-1$ amostras em instantes anteriores, p é a ordem do filtro, $\mathbf{w}(n)$ é um vetor coluna com os coeficientes do filtro conjugados no instante n , μ é um fator que define o peso do erro determinado no instante n no cálculo dos coeficientes do filtro conjugados no instante $n+1$, este fator é designado por tamanho do salto. Na primeira iteração os coeficientes do filtro conjugados são iguais a zero. $\mathbf{X}(n)$ e $\mathbf{w}(n)$ possuem a seguinte forma:

$$\mathbf{X}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-p+1)]^T \quad (2.13)$$

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{p-1}(n)]^T \quad (2.14)$$

Quanto maior o tamanho do salto, μ , maior a velocidade de convergência, no entanto maior o valor do erro no estado estacionário, desse modo existe um compromisso entre velocidade de convergência e erro no estado estacionário. Outro algoritmo bastante utilizado para modelar sistemas lineares é o *Root Least Squares* (RLS), este algoritmo converge mais rapidamente do que o LMS no entanto é mais complexo [10].

Alterando o LMS, no sistema da figura 2.6 os coeficientes do polinómio com memória podem ser obtidos a partir das duas expressões seguintes [10]:

$$e(n) = Z_2(n) - \mathbf{w}^H(n)\mathbf{u}(n) \quad (2.13)$$

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu_{LMS} e^*(n)\mathbf{u}(n) \quad (2.14)$$

O significado das variáveis em (2.13) e (2.14) vai ser apresentado para o caso particular em que o comprimento da memória, Q , do polinómio com memória é igual a zero [10]. Neste caso, $\mathbf{u}(n)$ é um vetor coluna dado por

$$\mathbf{u}(n) = [u_1(n), u_2(n), \dots, u_k(n), \dots, u_K(n)]^T \quad (2.16)$$

onde

$$u_k(n) = y_2(n)|y_2(n)|^{k-1} \quad (2.17)$$

$\mathbf{w}(n)$ é um vetor coluna com os coeficientes do polinómio com memória conjugados no instante n , \mathbf{u}_{LMS} é uma matriz diagonal dada por:

$$\mathbf{u}_{LMS} = \mu \text{diag}[(\sigma_1^2)^{-1}, \dots, (\sigma_k^2)^{-1}, \dots, (\sigma_K^2)^{-1}] \quad (2.18)$$

onde

$$\sigma_k^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |u_k(n)|^2 \quad (2.19)$$

e μ é o tamanho do salto.

Capítulo 3

3 Requisitos do D-RoF e A-RoF

Neste capítulo, vão ser apresentados os principais requisitos do D-RoF e A-RoF, no D-RoF vai ser dada ênfase ao CPRI. Os requisitos estão organizados do seguinte modo: sincronismo, atraso máximo admitido no *fronthaul*, largura de banda, precisão do atraso e precisão da medição do atraso e qualidade de serviço. Excetuando o requisito do atraso máximo admitido no *fronthaul*, os requisitos encontram-se na última versão, versão 6.1, da especificação CPRI. Na definição desses requisitos foram tidas em conta as seguintes especificações e versões: 3GPP UTRA FDD - versão 10, WiMAX Forum Mobile System Profile - versão 1.5, 3GPP E-UTRA - versão 10, 3GPP GSM/EDGE Radio Access Network - versão 10. No final do capítulo vão ser apresentadas as vantagens e desvantagens do D-RoF e A-RoF.

3.1 Sincronismo

No CPRI na RRH é necessário o sincronismo na frequência, o relógio central da RRH a partir do qual é gerada a informação na interface ar e a portadora é sincronizado a partir do relógio extraído dos bits recebidos numa porta escravo. Como em qualquer sistema de comunicações, os bits recebidos possuem um determinado *jitter*, desse modo este vai influenciar na precisão da frequência do relógio central da RRH. Numa ligação CPRI, a contribuição máxima do *jitter* na precisão da frequência entre o SAP_S na porta mestre e o respetivo SAP_S na porta escravo deve ser inferior a ± 0.002 ppm. No CPRI, para as tecnologias *Worldwide Interoperability for Microwave Access* (WiMAX) e *Evolved Universal Terrestrial Radio Access Time Division Duplex* (E-UTRA TDD), a BBU sinaliza à RRH o instante de comutação da transmissão e receção, numa ligação com múltiplos saltos, a contribuição máxima da ligação CPRI para a precisão do instante de comutação deve ser inferior a $\pm T_C/16$ (16.276 ns), em que T_C é o período de chip da tecnologia *Universal Mobile Telecommunication System* (UMTS) [3]. No A-RoF na RRH não é requerido qualquer tipo de sincronismo. No apêndice D são apresentados os três tipos de sincronismo existentes e são apresentados os requisitos colocados pelo 3GPP às tecnologias GSM, UMTS e LTE em termos de sincronismo.

3.2 Atraso máximo admitido no fronthaul

O *fronthaul* é a infraestrutura de transporte entre a BBU e as várias RRH, no apêndice B é apresentada de uma forma clara esta infraestrutura. No apêndice E são apresentadas algumas soluções para implementar o *fronthaul*. Nesta secção vai se considerar o seguinte: numa arquitetura com duas ou mais RRH em série, o *fronthaul* é o conjunto de todas as ligações e elementos entre a BBU e uma RRH, numa ligação ponto a ponto o *fronthaul* é o meio de transmissão entre a BBU e a RRH. Para efetuar o planeamento de uma arquitetura que implementa D-RoF ou A-RoF é importante saber o atraso máximo

admitido no *fronthaul*. No LTE e LTE-A o atraso no *fronthaul* é limitado pelo HARQ (*hybrid automatic repeat request*), esta é uma técnica usada para melhorar a fiabilidade da comunicação, combina FEC (*forward error correction*) com ARQ (*automatic repeat request*) [12]. No FEC, o emissor introduz informação redundante na mensagem, por forma o recetor detetar e posteriormente corrigir os erros que possam ter ocorrido no canal de transmissão. No ARQ, o recetor envia dois tipos de mensagens, uma indica um pedido de retransmissão quando uma mensagem é recebida com erros, a outra indica um pedido de transmissão da próxima mensagem, estas mensagens são designadas respetivamente por *notacknowledgment* (NACK) e *acknowledgment* (ACK). No HARQ, o recetor começa por detetar se existem erros na mensagem recebida, se existirem tenta corrigi-los, caso ainda permaneçam erros é pedido uma retransmissão, este processo não é imune a falhas, podem ter ocorrido erros na mensagem e o recetor não os conseguir detetar, sendo a mensagem entregue com erros [13]. No LTE e LTE-A, o HARQ usa a técnica *Stop and Wait* (SW), nesta técnica o emissor após ter enviado uma mensagem aguarda a receção de um ACK antes de transmitir a próxima mensagem, caso seja recebido um NACK é retransmitida a mesma mensagem [14]. Este processo é repetido até ser recebido um ACK, em algumas variantes pode existir um número máximo de retransmissões. Na figura 3.1 está ilustrado a operação deste protocolo, m_x representa uma mensagem, onde a variável x é o seu número de ordem. É fácil concluir que se o atraso de propagação entre o emissor e o recetor for elevado, este protocolo é muito pouco eficiente. Para obter uma melhor eficiência, no LTE e LTE-A, no modo FDD, são usados oito processos HARQ, tanto no sentido descendente como ascendente, a figura 3.2 descreve a operação dois oito processos HARQ quando a transmissão é para um único utilizador [14]. Na presença de vários utilizadores, o momento da retransmissão é incerto, dado que a estação base calendariza a transmissão das mensagens para vários utilizadores. Nas redes TCP/IP, esta solução seria pouco eficiente, pois as distâncias entre o emissor e o recetor são mais longas, nestas redes é usada a técnica *Go-Back-N* (GBN). Este protocolo é mais eficiente do que o SW contudo é mais complexo, poderá ter sido esta a razão para se ter adotado o protocolo SW no LTE e LTE-A [15].

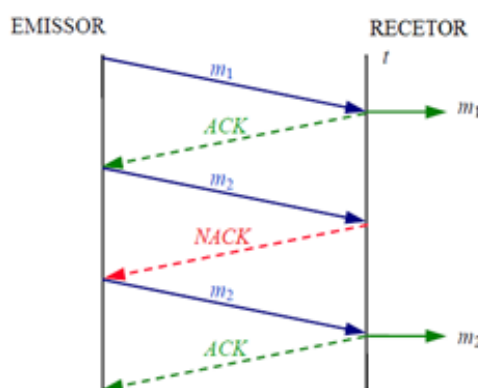


Fig. 3.1 Operação do protocolo Stop and Wait

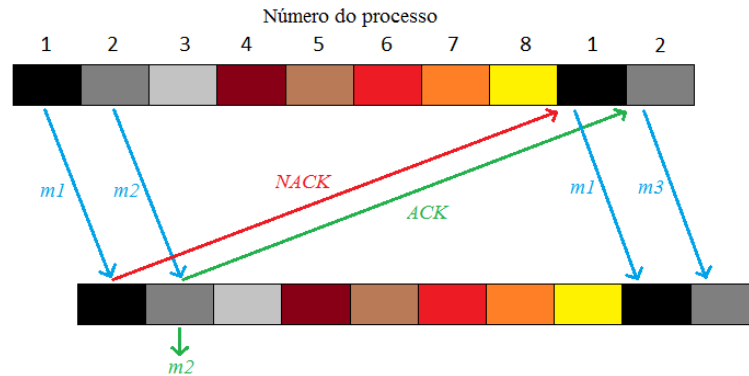


Fig. 3.2 Operação dos processos HARQ no LTE e LTE-A

De acordo com o LTE e LTE-A, no melhor dos casos o atraso de processamento dos processos HARQ é igual a 3 ms, o atraso de processamento de um processo corresponde ao intervalo de tempo desde que o emissor/recetor envia uma mensagem até o recetor/emissor iniciar resposta [14]. Na figura 3.3 pretende-se ilustrar esse atraso no sentido descendente, ou seja da estação base para o móvel.

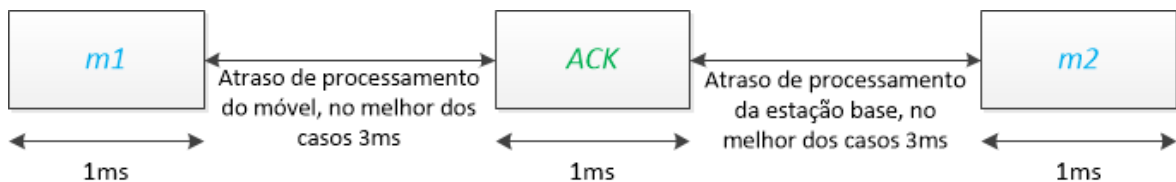


Fig. 3.3 Atraso de processamentos dos processos HARQ

O atraso de processamento de 3 ms requer que o atraso de propagação mais o atraso de processamento na camada física do recetor ou emissor seja inferior a 1 ms, como o atraso de processamento na camada física está compreendido entre 800 μ s e 900 μ s, o tempo restante para a propagação do sinal é de 100 μ s a 200 μ s [12]. Nas primeiras gerações da arquitetura da estação base, o atraso de propagação é o tempo que o sinal demora desde a RRU até ao móvel, como o atraso nos cabos coaxiais é muito pequeno o atraso de propagação é praticamente igual ao atraso na interface ar. No LTE o atraso máximo para a propagação do sinal também pode ser obtido do seguinte modo: no LTE, na especificação dos principais requisitos relacionados com o desempenho, foi definido que os requisitos poderiam ser relaxados em determinados cenários, por exemplo em estações base com um raio de cobertura compreendido entre 5 km e 30 km seria aceitável uma ligeira degradação no desempenho, e para estações base com um raio de cobertura entre 30 km e 100 km, a degradação no desempenho poderia ser ainda maior desde que o sistema se mantivesse operacional [16]. Seguindo este raciocínio de garantir um desempenho aceitável, no LTE o raio de cobertura de uma estação base não deve exceder os 30 km, esta distância corresponde a um atraso na interface ar de 100 μ s. Este resultado está dentro da gama de valores obtida atrás, desse modo para a propagação do sinal vai ser considerado um atraso máximo de 100 μ s.

No CPRI o atraso máximo admitido no *fronthaul* pode ser determinado facilmente, considerando uma ligação ponto a ponto. Numa ligação ponto a ponto o atraso de

propagação do sinal rádio é constituído pelo atraso na ligação CPRI mais o atraso na interface ar, o atraso na ligação CPRI é composto pelo atraso na camada física e camada de ligação de dados da BBU e da RRH, e pelo atraso no *fronthaul*, na figura 3.4 estão ilustrados estes atrasos.

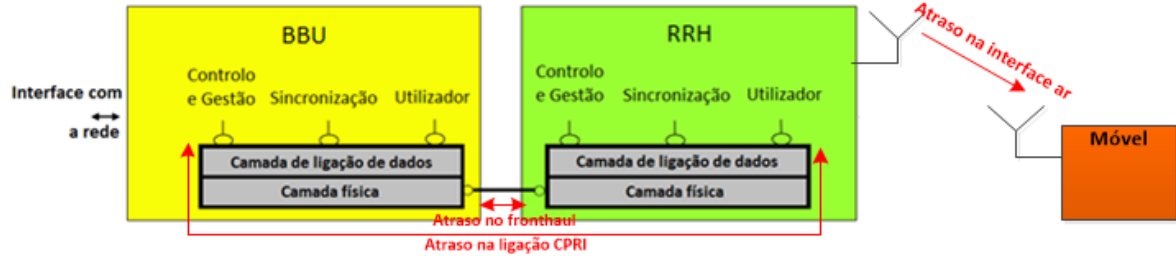


Fig. 3.4 Atrasos envolvidos numa ligação ponto a ponto numa arquitetura que implementa CPRI

O atraso máximo admitido no *fronthaul* pode ser obtido subtraindo ao atraso máximo de propagação do sinal rádio, o atraso máximo na interface ar e o atraso na camada física e camada de ligação de dados da BBU e da RRH. O primeiro atraso depende do raio de cobertura da RRH, o valor exato do segundo atraso não é conhecido, no entanto o seu valor máximo pode ser determinado a partir do seguinte requisito: numa ligação CPRI, excluindo o meio de transmissão, o atraso de ida e volta deve ser inferior a 5 μs . O atraso de ida e volta é igual ao atraso no sentido descendente mais o atraso no sentido ascendente, o atraso é definido como o tempo despendido para enviar uma amostra IQ completa desde um SAP_{IQ} até ao respetivo SAP_{IQ} no extremo da ligação [3]. Considerando que o atraso é igual em ambos os sentidos de transmissão, então o atraso na camada física e camada de ligação de dados da BBU e da RRH deve ser inferior a 2.5 μs . Sabendo o atraso máximo admitido *fronthaul* e a velocidade da luz na fibra ótica, pode determinar-se facilmente o comprimento máximo do *fronthaul* numa ligação ponto a ponto. A velocidade da luz na fibra ótica é dada por

$$v = \frac{c}{n} \quad (3.1)$$

c é a velocidade da luz no vácuo sendo aproximadamente igual a $3 \times 10^8 m/s$ e n é o índice de refração na fibra sendo aproximadamente igual 1,50, substituindo estes valores em (3.1) resulta $2 \times 10^8 m/s$. Na tabela 3.1 para diferentes raios de cobertura da RRH é apresentado o atraso máximo na interface ar, o atraso máximo admitido no *fronthaul* e o seu comprimento máximo numa ligação ponto a ponto.

<i>Raio de cobertura da RRH (m)</i>	<i>Atraso máximo interface ar (μs)</i>	<i>Atraso máximo no fronthaul (μs)</i>	<i>Comprimento máximo do fronthaul numa ligação ponto a ponto (m)</i>
10	0.03	97.5	19493
100	0.33	97.2	19433
1000	3.3	94.2	18833
5000	16.7	80.8	16166
10000	33.3	64.2	12833

Tabela 3.1 Atraso máximo admitido no fronthaul em função do raio de cobertura da RRH

A partir dos dados da tabela 3.1, verifica-se que quando o raio de cobertura de uma RRH é inferior a 1 Km, o atraso máximo na interface ar é muito pequeno. Numa arquitetura C-RAN prevê-se que o raio de cobertura das RRH seja muito pequeno, nesta situação o atraso na interface ar pode ser desprezado. No A-RoF o atraso máximo admitido no *fronthaul* é praticamente idêntico.

3.3 Precisão do atraso e precisão da medição do atraso

Na tabela 3.2 encontram-se os requisitos colocados ao CPRI relacionados com a precisão do atraso e a precisão da medição do atraso. Na tabela, o requisito número 1 e 2 exclui o meio de transmissão, pois a variação do atraso no meio de transmissão é muito pequena, além disso em relação a essa variação pouco ou nada pode ser feito. No CPRI a BBU deve ter conhecimento do atraso no meio de transmissão de todas as ligações CPRI, e do atraso em todas as conexões com múltiplos saltos, a interface CPRI efetua medições periódicas desses atrasos, posteriormente os resultados são comunicados à BBU. Nos requisitos número 3 e 4 é especificada a precisão dessas medições [3]. Na tabela T_c é o período de *chip* da tecnologia UMTS.

<i>Número</i>	<i>Requisito</i>
1	Numa ligação CPRI a precisão do atraso no sentido descendente entre o SAP _s da porta mestre e o SAP _s da porta escravo excluindo o meio de transmissão deve ser melhor do que ± 8.138 ns [= $\pm T_c/32$].
2	Numa ligação lógica a precisão do atraso de ida e volta excluindo o meio de transmissão deve ser melhor do que ± 16.276 ns [= $\pm T_c/16$].
3	Numa ligação CPRI a precisão da medição do atraso de ida e volta no meio de transmissão deve ser melhor do que ± 16.276 ns [= $\pm T_c/16$].
4	Numa conexão com múltiplos saltos a precisão da medição do atraso de ida e volta deve ser melhor do que ± 16.276 ns [= $\pm T_c/16$].

Tabela 3.2 Requisitos relacionados com a precisão do atraso e a precisão da medição do atraso

3.4 Largura de banda

No CPRI a largura de banda requerida no *fronthaul* por uma RRH pode ser determinada a partir da expressão (3.2), o significado de cada uma das variáveis é indicado a seguir [17].

$$\text{Largura de banda} = S \times A \times P \times f_a \times N \times 2(I/Q) \times 10/8 \times 16/15 \quad (3.2)$$

S → Número de sectores na RRH.

A → Número de antenas por sector, importante no MIMO.

P → Número de portadoras por antena.

f_a → Frequência de amostragem por portadora.

N → Número de bits usados na quantização da informação em fase e quadratura.

$2(I/Q)$ → Contabiliza os N bits da informação em fase e os N bits da informação em quadratura.

$(10/8)$ → Contabiliza os bits acrescentados pela codificação de linha 8B/10B.

$(16/15)$ → Contabiliza a palavra de controlo introduzida por cada quinze palavras de carga paga numa trama básica.

Na tabela 3.3 são apresentadas as configurações da RRH suportadas pela interface CPRI, em relação ao número de sectores, número de antenas por sector e número de portadoras por antena [3].

Sectores	Antenas	Portadoras
1	1	1-4 (6 RRH para 3 sectores)
	2	1-4 (3 RRH para 3 sectores)
		1-5 (Portadoras componente) E-UTRA, versão 10, e seguintes
	8	1-2 (Portadoras componente) E-UTRA, versão 10, e seguintes
	1,2,4,8	1-5 (Portadoras componente) E-UTRA, versão 10, e seguintes
3	2	1-4

Tabela 3.3 Configurações da RRH suportadas pela interface CPRI

Na versão 8 e 9 da tecnologia E-UTRA são suportadas as seguintes larguras de banda: 1.4, 3, 5, 10, 15 e 20 MHz. Na versão 10 e seguintes, através da agregação de espectro, são suportadas larguras de banda maiores, desse modo também são suportadas taxas de transmissão maiores. A agregação do espectro garante a compatibilidade com móveis baseados nas versões 8 e 9, além disso permite o uso de zonas espectrais não contíguas. Para agregar espectro são usadas simultaneamente várias portadoras, cada portadora agregada é designada por portadora componente, na tecnologia E-UTRA prevê-se o uso de cinco portadoras componente, e portanto uma largura de banda máxima de 100 MHz.

Na versão 10 apenas podem ser usadas duas portadoras componente, logo a largura de banda máxima é de 40MHz. Relativamente ao número de antenas, nas versões 8 e 9, no sentido descendente são suportadas as seguintes configurações: 1x1, 1x2, 2x2 e 4x2, no sentido ascendente são suportadas as seguintes: 1x1, 1x2, na versão 10 no sentido descendente foi introduzida a configuração 8x8, e no sentido ascendente a configuração 4x4 [18], [19].

Na expressão (3.2) a frequência de amostragem, f_a , depende da taxa de símbolos, e portanto da tecnologia de acesso rádio. No apêndice A na secção A.3 encontram-se as frequências de amostragem suportadas pelo CPRI para as tecnologias de acesso rádio UTRA FDD, GSM e E-UTRA. Na quantização da informação em fase e quadratura, nas tecnologias GSM, WiMAX e E-UTRA, no sentido descendente e ascendente, no mínimo, devem ser usados 8 bits, no máximo 20 bits. Na tecnologia UTRA FDD, no sentido descendente, foram especificados os mesmos valores, no sentido ascendente no mínimo devem ser usados 4 bits no máximo 10 bits [3]. Na tabela 3.4, para as tecnologias de acesso rádio GSM, UTRA FDD e E-UTRA é apresentada a largura de banda requerida no *fronthaul* por uma RRH. Nas tecnologias GSM e UTRA FDD foi considerada uma RRH com um setor, uma antena e uma portadora, na tecnologia E-UTRA foi considerada uma RRH com um setor, várias antenas, e uma portadora por antena com várias larguras de banda. Em qualquer um dos casos foram considerados 15 bits para a quantização da informação em fase e em quadratura. Na tabela, para cada caso é indicada a frequência de amostragem utilizada.

Tecnologia de acesso rádio	GSM	UTRA FDD	E-UTRA 10MHz 2x2	E-UTRA 10MHz 4x2	E-UTRA 20MHz 2x2	E-UTRA 20MHz 4x2
Taxa de transmissão máxima (Mbit/s)	10.833	307.2	1228.8	2457.6	2457.6	4915.2
Frequência de amostragem (MHz)	1.625/6	7.68	15.36	15.36	30.72	30.72

Tabela 3.4 Largura de banda requerida no fronthaul por uma RRH

3.5 Qualidade de serviço

Na tabela 3.5 são apresentados os requisitos colocados ao CPRI em termos de qualidade de serviço. Para reduzir os custos de implementação, na camada física deve ser evitado *Forward Error Correction* (FEC), além disso na camada de ligação de dados não deve existir qualquer tipo de proteção dos dados [3].

Número	Requisito
1	O atraso máximo de ida e volta, excluindo o meio de transmissão, deve ser inferior a 5 μ s.
2	Para a informação do utilizador e de controlo e gestão a taxa de erros, BER, deve ser inferior a 10^{-12}
3	Para detetar erros na informação de controlo e gestão, na camada de ligação de dados deve ser implementada uma sequência de verificação de trama, esta sequência deve possuir um comprimento mínimo de 16 bits.
4	A camada física deve ter um mecanismo, de modo as camadas superiores determinarem se a ligação está a operar dentro dos limites definidos no requisito número 2.

Tabela 3.5 Requisitos de qualidade de serviço

3.6 Vantagens e desvantagens do D-RoF e A-RoF

Na tabela a seguir estão indicadas as principais vantagens e desvantagens do D-RoF e A-RoF.

	D-RoF	A-RoF
Vantagens	<ul style="list-style-type: none"> Boa imunidade às distorções do canal de transmissão. Pode ser transportado sobre outras tecnologias digitais. Suporta várias topologias de ligação. 	<ul style="list-style-type: none"> RRH mais simples, logo os custos de implementação são menores.
Desvantagens	<ul style="list-style-type: none"> Na RRH é necessário o sincronismo na frequência. É requerida uma elevada largura de banda no <i>fronthaul</i> 	<ul style="list-style-type: none"> Sensível às distorções do canal de transmissão.

Tabela 3.6 Vantagens e desvantagens do D-RoF e A-RoF

De acordo com a tabela 3.6, o D-RoF é uma boa solução quando é necessária uma boa imunidade às distorções da ligação RoF, por exemplo quando são usadas longas distâncias da fibra ótica e quando o raio de cobertura das RRH é considerável, este pode ser o caso em zonas de baixa densidade populacional. Devido ao seu baixo custo o A-RoF é uma boa solução em zonas de elevada densidade populacional.

Para reduzir a elevada largura de banda requerida pelo CPRI, N canais CPRI podem ser multiplexados na frequência. Neste caso, a multiplexagem na frequência processa-se do seguinte modo: cada canal CPRI é mapeado numa constelação, os símbolos resultantes do mapeamento modulam uma portadora, depois as N portadoras moduladas são adicionadas, por último o sinal resultante dessa adição modula uma portadora ótica. Este formato de modulação é designado por modulação multi-portadora e vai ser apresentado no capítulo seguinte. Nesta abordagem N canais CPRI são transportados simultaneamente usando A-RoF.

Capítulo 4

4 Sinais OFDM

Neste capítulo, na secção 4.1 vai ser efetuada uma breve introdução ao formato de modulação OFDM, na secção 4.2 vai ser apresentada a expressão matemática deste formato de modulação. Na secção 4.3 vão ser apresentadas as principais operações realizadas num transmissor e recetor OFDM. Na secção 4.4 vai ser abordado o comportamento dos sinais OFDM quando ocorrem erros de sincronismo na frequência e no tempo e na presença de sistemas não lineares. Por último na secção 4.5 são apresentadas as vantagens e desvantagens deste formato de modulação.

4.1 Introdução

Com um sinal de *Nyquist* ideal pode transmitir-se a uma taxa de r bits/s num canal com uma largura de banda de $r/2$ Hz, a eficiência espectral é de 2 bits/s/Hz, ao mapear n bits num símbolo consegue-se uma eficiência espectral de $2n$ bits/s/Hz, desse modo foram concebidos os sistemas multisímbolo ou sistemas M-ários [13]. Nestes sistemas, com constante aumento da taxa de símbolos, o efeito da interferência intersimbólica foi aumentado, nos sistemas rádio essa interferência decorre da dispersão temporal e nos sistemas óticos da dispersão cromática. Para combater esse problema, ao mesmo tempo que se melhorava a eficiência espectral, o formato de modulação OFDM foi adotado em muitos sistemas, o OFDM foi concebido teoricamente no ano de 1966 por Chang mas só foi implementado recentemente devido à elevada capacidade de processamento requerida por este formato. O OFDM é usado por exemplo no *Digital Video Broadcasting* (DVB), LTE, LTE-A, em todas as normas 802.11 com exceção da norma 802.11b, na norma 802.16e e em sistemas óticos em fase experimental. As normas 802.11 são conhecidas pelo termo Wi-Fi e mantem a operação das redes *Wireless Local Area Networks* (WLAN), a norma 802.16e é conhecida por WiMAX e mantem a operação das redes *Wireless Metropolitan Area Networks* (WMAN) [20].

4.2 Modulação/Desmodulação OFDM

Os formatos de modulação podem ser classificados em modulação portadora única ou modulação multi-portadora, o OFDM pertence ao segundo grupo. Na modulação multi-portadora os símbolos são transmitidos em paralelo e simultaneamente, desse modo o período de símbolo é mais longo e os efeitos da interferência inter-simbólica são menores. Se os símbolos forem divididos em N fluxos paralelos, a taxa de símbolos por fluxo é N vezes inferior comparativamente com à situação em que é usado um único fluxo, esse é o caso da modulação portadora única, em relação ao período de símbolo esse é N vezes superior. Para transmitir simultaneamente N fluxos cada fluxo modula uma portadora, assim o número de portadoras necessárias é igual ao número de fluxos, a seguir a essa operação as N portadoras moduladas são adicionadas. No recetor para recuperar os

símbolos, o sinal recebido é dividido novamente em N fluxos, depois cada fluxo é desmodulado. Na figura 4.1 é ilustrado o modo de funcionamento da modulação/desmodulação multi-portadora [20].

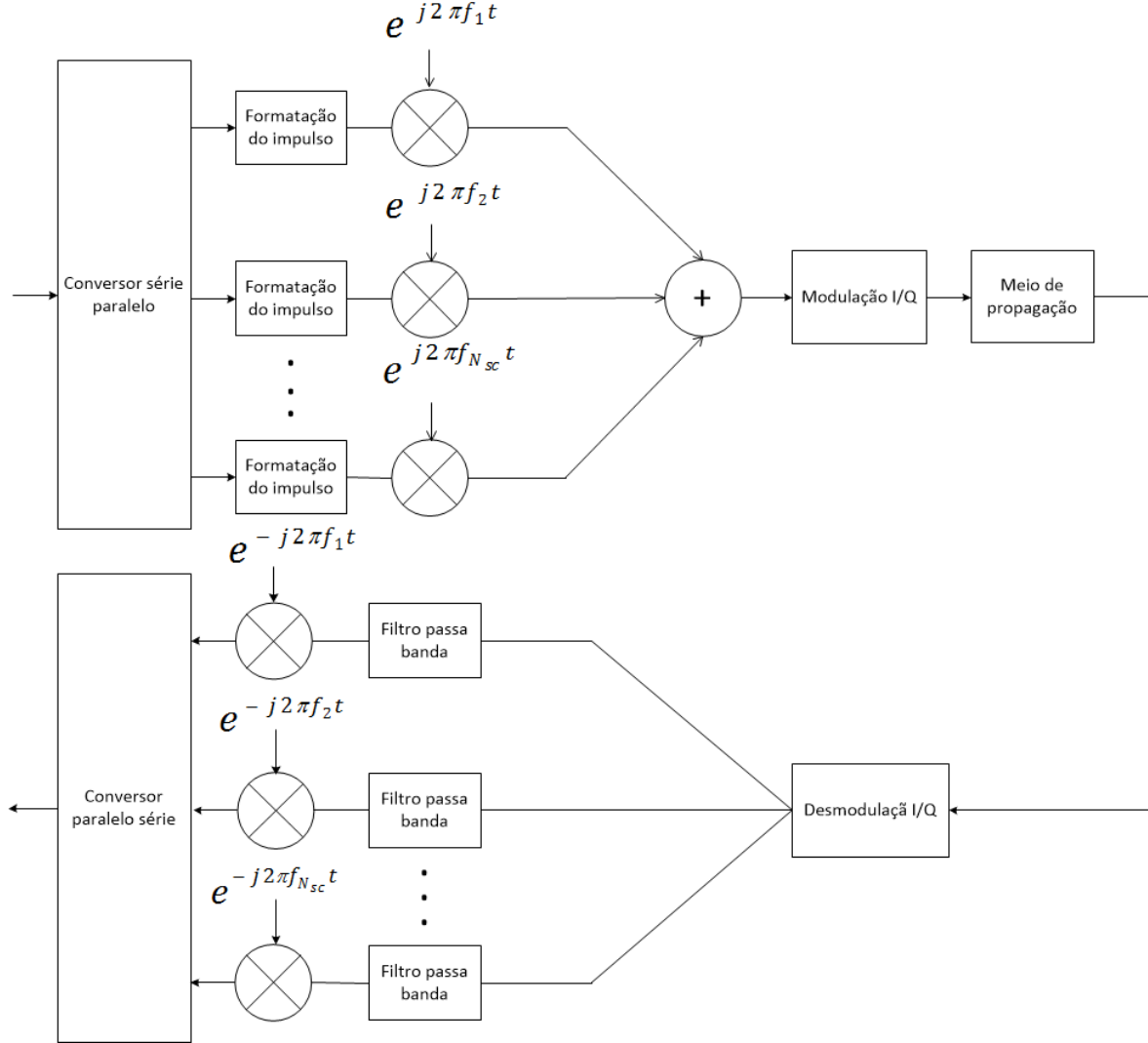


Fig. 4.1 Modulação/desmodulação multi-portadora

Sem a formatação do impulso o sinal resultante da modulação multi-portadora é dado por

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_{sc}} S_{ki} S_k(t - iT_s) \quad (4.1)$$

S_{ki} é o i-ésimo símbolo na portadora k , S_k é a portadora com índice k e T_s é o período de símbolo. A portadora S_k é representada por

$$S_k(t) = \Pi(t) e^{j2\pi f_k t} \quad (4.2)$$

$\Pi(t)$ representa um degrau unitário de período T_s sendo dado por

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T_s \\ 0, & t \leq 0 \cap t > T_s \end{cases} \quad (4.3)$$

Na modulação multi-portadora a eficiência espectral pode ser melhorada usando portadoras ortogonais, o OFDM é baseado nesse princípio [20]. Dois sinais são ortogonais quando o produto interno entre eles é igual a zero, o produto interno de dois sinais contínuos é dado pela seguinte expressão [21]

$$\langle f(t), g(t) \rangle = \int_0^{T_s} f(t)g^*(t)dt \quad (4.4)$$

Aplicando o produto interno a duas portadoras resulta

$$\langle s_k, s_l \rangle = \int_0^{T_s} s_k s_l^* dt = \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_k - f_l)t} dt = e^{j\pi(f_k - f_l)T_s} \frac{\sin(\pi(f_k - f_l)T_s)}{\pi(f_k - f_l)} \quad (4.5)$$

A partir da última expressão conclui-se que duas portadoras só são ortogonais se a seguinte igualdade se verificar

$$f_k - f_l = m \frac{1}{T_s} \quad (4.6)$$

ou seja, se o deslocamento na frequência entre as portadoras for um múltiplo inteiro do período de símbolo [20]. No OFDM as portadoras denominam-se subportadoras, e o sinal constituído por N subportadoras moduladas é denominado símbolo OFDM. Tendo em conta (4.1), um símbolo OFDM é dado por

$$s(t) = \sum_{k=1}^{N_{sc}} S_k e^{j2\pi f_k t} \quad (4.7)$$

f_k é a frequência das subportadoras, esta obedece à igualdade na expressão (4.6). Assumindo que a frequência da primeira subportadora é igual a zero e a diferença de frequência entre subportadoras consecutivas é igual ao inverso do período de símbolo, então, neste caso a frequência de cada subportadora é dada por

$$f_k = \frac{k-1}{T_s} \quad (4.8)$$

substituindo (4.8) em (4.7) obtêm-se

$$s(t) = \sum_{k=1}^{N_{sc}} S_k e^{j2\pi \left(\frac{k-1}{T_s}\right) t} \quad (4.9)$$

esta expressão é a transformada inversa de Fourier no domínio contínuo, desse modo a modulação OFDM pode ser efetuada usando a transformada inversa de Fourier, no recetor a desmodulação pode ser efetuada através da operação inversa, neste caso a transformada de Fourier [20].

Na modulação multi-portadora, na ausência da formatação do impulso, cada portadora no domínio da frequência possui a forma de uma função seno cardinal. Um símbolo OFDM é formado pela sobreposição de N funções seno cardinal igualmente espaçadas, em que N é o número de subportadoras. Num símbolo OFDM cada subportadora interfere com todas as outras, mas na frequência central de uma subportadora, frequência na qual a subportadora assume o seu valor máximo, todas as outras assumem o valor zero. No domínio da frequência a subportadora de índice k é representada pela seguinte expressão [1]

$$G_k(f) = \frac{\sin\left(\pi\left(\frac{f}{\Delta f} - k\right)\right)}{\pi\left(\frac{f}{\Delta f} - k\right)} = \text{sinc}\left(\frac{f}{\Delta f} - k\right) \quad (4.10)$$

Na figura 4.2 são apresentadas dez subportadoras no domínio da frequência, o espaçamento entre subportadoras é de 15 KHz. Na modulação/desmodulação OFDM o número necessário de osciladores é igual ao número de subportadoras, esse é um dos principias inconvenientes da modulação/desmodulação no domínio contínuo. Para contornar este problema, a modulação/desmodulação é efetuada no domínio digital [20]. No domínio digital, um símbolo OFDM é dado por:

$$s(m) = \sum_{k=1}^{N_{sc}} S_k e^{j2\pi \frac{(k-1)(m-1)}{N}} = N_{sc} \times \text{IDFT}\{S_k\} \quad (4.11)$$

esta expressão é equivalente à transformada inversa de Fourier no domínio digital multiplicada por N_{sc} , onde N_{sc} é o número de subportadoras, (4.11) pode ser obtida a partir de (4.9) substituindo a variável t pelo termo $\frac{(m-1)T_s}{N}$.

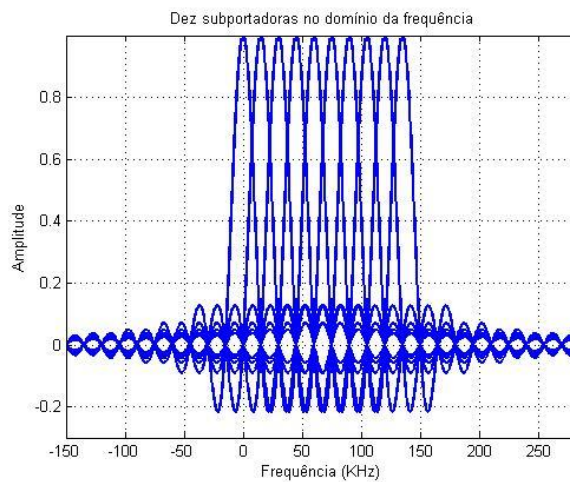


Fig. 4.2 Subportadoras no domínio da frequência

4.3 Transmissor e recetor OFDM

Na figura 4.3 são apresentadas as operações realizadas num transmissor e recetor OFDM. As duas setas entre dois blocos representam a informação em fase e quadratura, na presença das duas componentes, a maior parte das operações devem ser realizadas em paralelo, por exemplo no transmissor, a conversão analógico digital deve realizada em paralelo para a componente em fase e quadratura, portanto são necessárias duas DACs. Como pode ser observado pela figura, de um modo geral, o processamento efetuado no recetor é o inverso do realizado no transmissor, desse modo nas secções que se seguem vai ser dada mais atenção às operações realizadas no transmissor. Na montagem experimental, foi gerado um sinal OFDM de acordo com a tecnologia LTE, desse modo nas secções que se seguem vão ser apresentados alguns detalhes do transmissor e recetor OFDM dessa tecnologia.

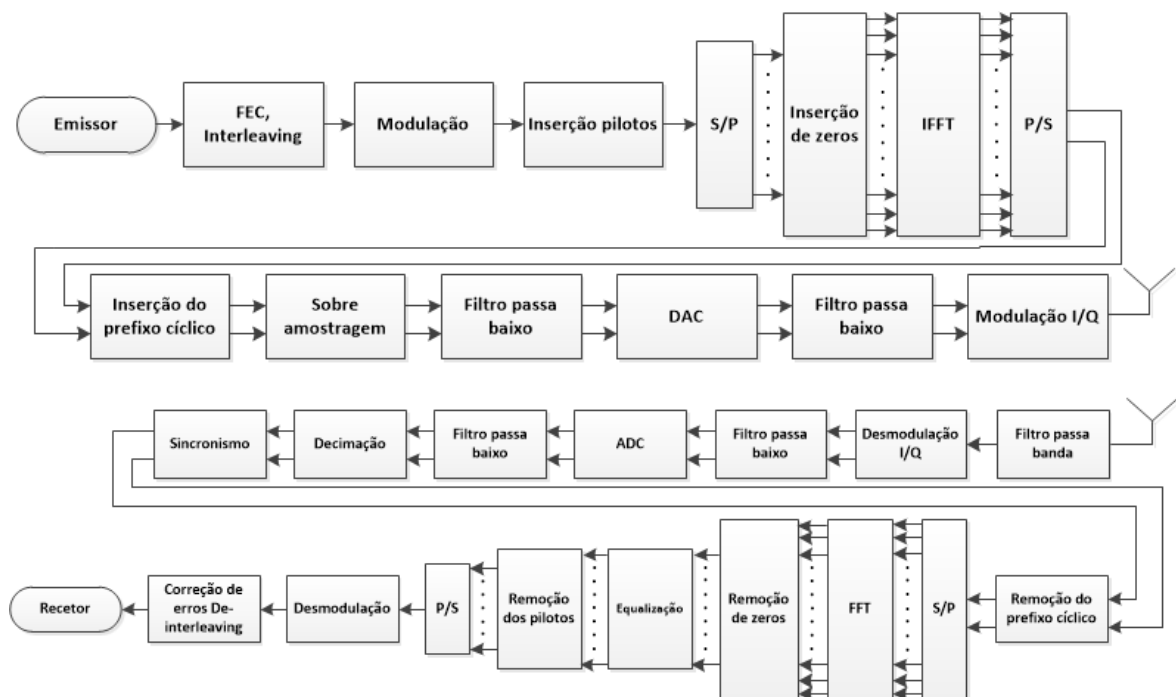


Fig. 4.3 Transmissor e recetor OFDM

4.3.1 Inserção de pilotos e equalização

Entre a modulação OFDM no transmissor e a desmodulação OFDM no recetor, um sinal OFDM é degradado no tempo e na frequência, as principais causas da degradação de um sinal OFDM é o comportamento do canal rádio e os erros no sincronismo na frequência e no tempo [20]. O comportamento do canal rádio pode ser caracterizado por um sistema linear e invariante no tempo, desse modo cada subportadora é afetada por um ganho complexo [1]. A influência dos erros de sincronismo na frequência e no tempo vai ser discutida na secção 4.4. Outra das causas da degradação de um sinal OFDM, mas com uma menor influência, é a rotação de fase introduzida na desmodulação IQ, esta deve-se à diferença de fase entre a portadora do sinal rádio e o oscilador do recetor.

No recetor, um sinal OFDM pode ser compensado no domínio do tempo ou da frequência, a compensação no domínio do tempo é efetuada antes da desmodulação OFDM, convolvendo o sinal OFDM recebido com uma resposta ao impulso próxima da resposta ao impulso do inverso do canal, a compensação no domínio da frequência é efetuada após a desmodulação OFDM, dividindo os símbolos por uma resposta ao impulso próxima da resposta ao impulso do canal, no domínio da frequência. O termo canal engloba todos os fatores que degradam o sinal OFDM, e portanto não é apenas o canal rádio. A compensação no domínio da frequência é mais simples, sendo essa a solução adotada no OFDM. Para o recetor estimar o canal, é inserido periodicamente no emissor, subportadoras moduladas por um conjunto de símbolos conhecidos pelo recetor, esses símbolos designam-se de pilotos, sabendo os símbolos transmitidos e recebidos o recetor consegue estimar o canal. Para estimar o canal para todas as frequências e para todos os instantes de tempo, o recetor efetua uma interpolação. Como é obvio, quanto maior o número de pilotos, melhor a estimativa do canal, contudo menor a taxa de transmissão de símbolos de informação, deste modo existe um compromisso entre a precisão da estimativa do canal e a taxa de transmissão de símbolos de informação [19].

No LTE, uma trama possui a duração de 10ms, esta é constituída por 10 subtramas, cada uma com a duração de 1ms. Uma subtrama é constituída por dois slots temporais, cada um com a duração de 0.5ms, um slot temporal é constituído por sete símbolos OFDM, esta relação hierárquica é ilustrada na figura 4.4. Num slot temporal o primeiro símbolo tem a duração de 71.9 μ s, e os seguintes seis têm a duração de 71.3 μ s, a única diferença entre o primeiro e os restantes seis símbolos é a duração do prefixo cíclico. No LTE, para cada utilizador é alocado um determinado número de subportadoras, durante um determinado período de tempo, as subportadoras são alocadas contiguamente, no mínimo podem ser alocadas 12 subportadoras durante um slot temporal, esta estrutura constituída por 12 subportadoras com a duração de um slot temporal é denominado *Resource Block* [19].

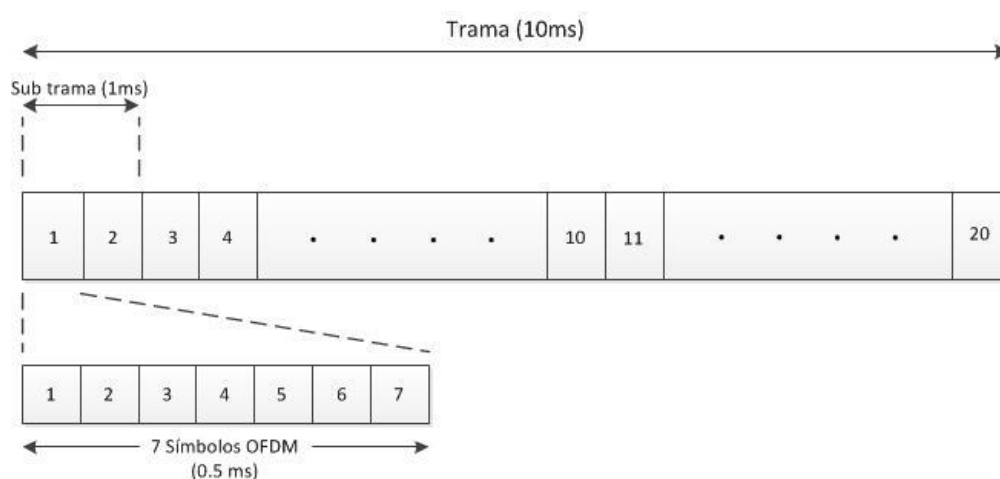


Fig. 4.4 Organização hierárquica da informação no LTE

Na figura 4.5 é indicada a posição dos pilotos num *Resource Block*. Nesta estrutura são transmitidos 84 símbolos, desses, apenas 4 símbolos são usados como pilotos, desse modo a percentagem de pilotos transmitido é 4.76%.

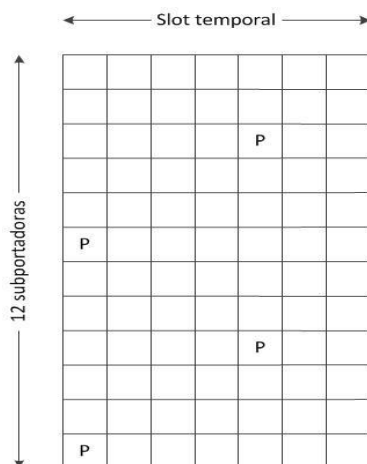


Fig. 4.5 Estrutura de um Resource Block

4.3.2 Prefixo cíclico

No espaço livre, devido a múltiplas reflexões e refrações do sinal rádio são criadas várias réplicas do mesmo sinal, cada uma das réplicas percorre um percurso distinto até ao recetor, à propagação do sinal por percursos diferentes dá-se o nome de propagação multipercurso. No recetor, devido à propagação multipercurso, as várias réplicas são recebidas em instantes diferentes, esse fenómeno é designado por dispersão temporal, e pode levar à interferência intersimbólica. A propagação multipercurso não possui só desvantagens, no recetor podem ser combinadas várias réplicas do mesmo sinal de modo a melhorar a fiabilidade da comunicação. No OFDM, a interferência intersimbólica leva à perda de ortogonalidade das subportadoras, este fenómeno é designado por interferência entre subportadoras. A interferência intersimbólica pode ser eliminada acrescentando ao início de cada símbolo um período de guarda, esse período deve ser maior que a dispersão temporal. Na figura 4.6 é ilustrada a receção de dois símbolos OFDM, em três cenários distintos. No ponto A, os dois símbolos são transmitidos num canal ideal, neste ponto os dois símbolos estão alinhados com a janela temporal onde é aplicada FFT. No ponto B os dois símbolos são transmitidos num canal real, neste ponto a FFT é aplicada a ambos os símbolos, logo ocorre interferência intersimbólica. No ponto C esse problema é resolvido acrescentando um período de guarda no início de cada símbolo. A inserção de um período de guarda, no início de cada símbolo, resolve o problema da interferência intersimbólica, no entanto a interferência entre subportadoras não é eliminada, isso deve-se ao seguinte: para desmodular corretamente um símbolo OFDM, as subportadoras devem ter um número inteiro de períodos na janela temporal onde é aplicada a FFT, ou seja na janela temporal deve existir um símbolo OFDM completo. O problema da interferência entre subportadoras é solucionado acrescentado ao início de cada símbolo uma cópia da última parte do

símbolo, essa parcela de dados é designada por prefixo cíclico. Sendo assim, um símbolo OFDM passa a ser constituído pelo prefixo cíclico mais a parte de dados. Quanto maior a duração do prefixo cíclico menor a taxa de transmissão de dados, deste modo a duração do prefixo cíclico deve ser escolhida convenientemente [20].

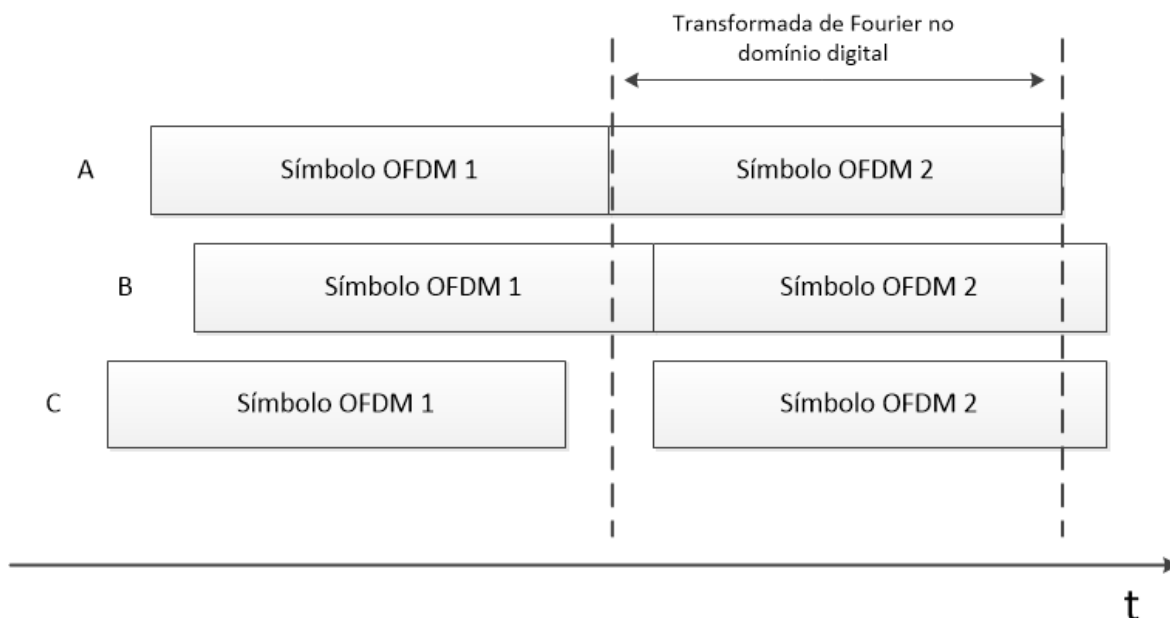


Fig. 4.6 Dois símbolos OFDM transmitidos num canal ideal e real sem e com período de guarda

No LTE o prefixo cíclico foi dividido em duas categorias normal e estendido. No primeiro caso, num slot temporal no primeiro símbolo OFDM o prefixo cíclico possui a duração de 5.2 μ s, nos restantes seis símbolos o prefixo cíclico possui a duração de 4.7 μ s, o prefixo cíclico normal é usado em ambientes com pouca dispersão temporal, como zonas urbanas ou suburbanas. No segundo caso, quando o espaçamento entre subportadoras é igual a 15 KHz, o prefixo cíclico possui a duração de 16.6 μ s, quando o espaçamento entre subportadoras é igual a 7.5 KHz, o prefixo cíclico possui a duração de 33 μ s, o espaçamento de subportadoras de 7.5 KHz apenas é usado na transmissão *broadcast*. O prefixo cíclico estendido é usado em zonas de elevada dispersão temporal como zonas rurais. Num símbolo OFDM o período dos dados é igual ao inverso do espaçamento entre subportadoras, desse modo para 15 KHz o período dos dados é igual a 66.67 μ s, e para 7.5 KHz o período dos dados é igual a 133 μ s [16].

4.3.3 Inserção de zeros e sobre amostragem

Quando um sinal é convertido do domínio digital para o domínio analógico, surgem réplicas do sinal em banda base em múltiplos da frequência de amostragem. Para as réplicas não interferirem com o sinal em banda base, a frequência de amostragem deve ser pelo menos duas vezes maior que a frequência máxima do sinal, esta condição é denominada por critério de *Nyquist*. A interferência entre o sinal em banda base e as

réplicas é designado por *aliasing*. Na ausência de *aliasing*, as réplicas podem ser eliminadas com um filtro passa baixo [21]. Na figura 4.7 é apresentado o espectro de um sinal em banda base antes da DAC, a seguir à DAC e a seguir ao filtro. Neste exemplo, admitiu-se que a frequência de amostragem é ligeiramente superior a duas vezes a frequência máxima do sinal, além disso admitiu-se que o filtro remove por completo as imagens.

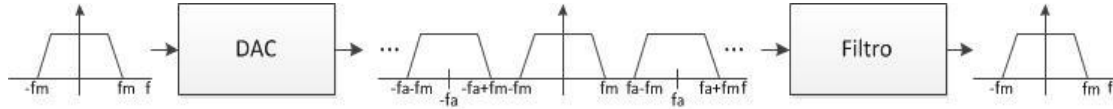


Fig. 4.7 Espectro de um sinal após a conversão digital analógico

No OFDM para evitar o *aliasing*, um determinado número de subportadoras é reservado para guarda, na operação IFFT essas subportadoras são multiplicadas por zero [20]. Os requisitos colocados ao filtro podem ser relaxados aumentando a frequência de amostragem, pois as réplicas são afastadas do sinal em banda base. A frequência de amostragem pode ser aumentada por um fator inteiro ou fracionário, por simplicidade apenas será abordado o primeiro caso. Para aumentar a frequência de amostragem por um fator L é necessário introduzir $L-1$ zeros entre cada duas amostras do sinal original, representando o sinal original por $x(n)$, o sinal obtido ao sobre amostrar $x(n)$ por um fator L é descrito por [22]

$$y(n) = \begin{cases} x(n/L) & \text{se } n/L \in Z \\ 0 & \text{se } n/L \notin Z \end{cases} \quad (4.12)$$

Escrevendo a transformada z de $y(n)$ obtêm-se o seguinte

$$Y(z) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} y(k)z^{-k} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} y(nL)z^{-nL} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)(z^L)^{-n} = X(z^L) \quad (4.13)$$

$X(z)$ é a transformada z de $x(n)$ sendo dada por

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)z^{-n} \quad (4.14)$$

Restringindo o domínio de $Y(z)$ a uma circunferência complexa de raio unitário resulta

$$Y(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega L}) \quad (4.15)$$

A partir da última expressão, conclui-se que a transformada de Fourier de $y(n)$ é constituída por L réplicas da transformada de Fourier de $x(n)$, pois quando o termo $e^{j\omega}$ dá uma volta completa de 0 a 2π o termo $e^{j\omega L}$ dá L voltas completas. Na figura 4.8 é apresentado o espectro de um sinal antes e depois de ser sobre amostrado por um fator de 2 e 3, na figura a sobre amostragem é representada por $\uparrow L$, sendo a notação mais comum. Para cada espectro é indicada a frequência não normalizada e normalizada, as duas frequências estão relacionadas da seguinte forma

$$w = \frac{2\pi f}{f_s} \quad (4.16)$$

de acordo com a expressão, 2π corresponde à frequência de amostragem e π a metade da frequência de amostragem. Na figura, F representa a frequência máxima do sinal antes de ser sobre amostrado, sendo igual a metade da frequência de amostragem. Quando o sinal é sobre amostrado por um fator de dois, F corresponde a $\pi/2$ e quando é sobre amostrado por um fator de três corresponde a $\pi/3$. Para eliminar as réplicas introduzidas na sobre amostragem é necessário um filtro passa baixo ideal com uma frequência de corte normalizada de π/L . Na realidade as réplicas podem ser eliminadas com filtros práticos, pois antes da sobre amostragem a frequência de amostragem é maior do que duas vezes a frequência máxima do sinal.

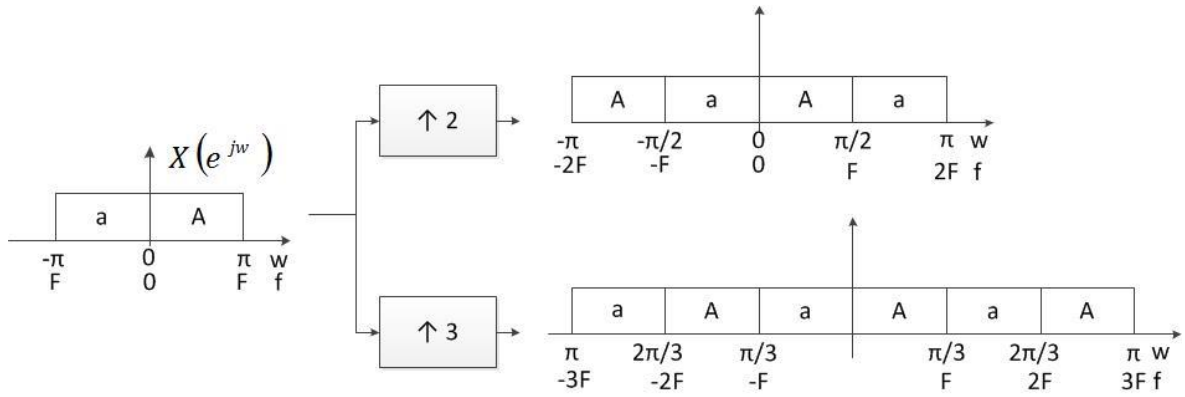


Fig. 4.8 Espectro de um sinal após sobre amostragem por um fator de dois ou três

A frequência de amostragem de um sinal OFDM é dada por

$$f_s = \Delta f \times NFFT \quad (4.17)$$

Δf é o espaçamento entre subportadoras e $NFFT$ é o número total de subportadoras. No LTE, o espaçamento entre subportadoras é igual a 15 KHz ou 7.5 KHz, na tabela 4.1 apenas vai ser considerado 15 KHz, o número de subportadoras depende da largura de banda. Na tabela 4.1 para cada largura de banda suportada pelo LTE é indicado o número total de subportadoras, o número de subportadoras usadas para dados, o número de subportadoras usadas para guarda e a frequência de amostragem. Para as larguras de banda de 15 MHz e 20 MHz, pode ser usado um menor número de subportadoras para guarda, isto permite melhorar a eficiência espectral, contudo neste caso a complexidade do filtro a seguir à DAC é maior [3].

Largura de banda (MHz)	1.4	3	5	10	15	20
Número total de subportadoras	128	256	512	1024	1536, 1024	2048, 1536
Número de subportadoras para dados	73	181	301	601	901	1201
Número de subportadoras para guarda	55	75	211	423	635, 123	847, 335
Frequência de amostragem (MHz)	1.92	3.84	7.68	15.36	23.04, 15.36	30.72, 23.04

Tabela 4.1 Frequência de amostragem para cada largura de banda suportada pelo LTE

4.3.4 Modulação e desmodulação I/Q

Para transmitir um sinal de informação num determinado meio de propagação, o sinal deve modular uma portadora, isto possui as seguintes vantagens: multiplexagem de vários canais no mesmo meio, translação do sinal para uma gama de frequências na qual o meio tem uma resposta aceitável e redução da dimensão das antenas nos sistemas rádio. A natureza da portadora depende do meio de propagação, no espaço livre a portadora é elétrica, na fibra ótica a portadora é ótica. A informação é codificada na portadora através da alteração de uma das suas propriedades, amplitude, frequência ou fase, a cada propriedade está associado um ou vários formatos de modulação. O sinal de informação é designado por sinal modulante e o sinal resultante da modulação por sinal modulado. O processo de modulação é também conhecido por conversão passa banda, isto porque o espectro do sinal modulante encontra-se em banda base ou seja centrado em DC, a seguir à modulação o espectro do sinal passa a estar centrado na frequência da portadora. Nos sistemas multisímbolo, um símbolo é, em geral, constituído por duas componentes, uma em fase designada por I e a outra em quadratura, designada por Q. Um símbolo pode também ser interpretado como um número complexo, a informação em fase corresponde à parte real do número complexo e a informação em quadratura à parte imaginária. Para transmitir simultaneamente as duas componentes I e Q, estas modulam duas portadoras em quadratura, de seguida as duas portadoras moduladas são adicionadas, este processo é denominado por modulação I/Q. Na figura 4.9 é apresentada a estrutura de um modulador I/Q, $s(t)$ é o sinal modulante assumindo um valor complexo, $s(t)$ pode ser por exemplo um sinal OFDM em banda base.

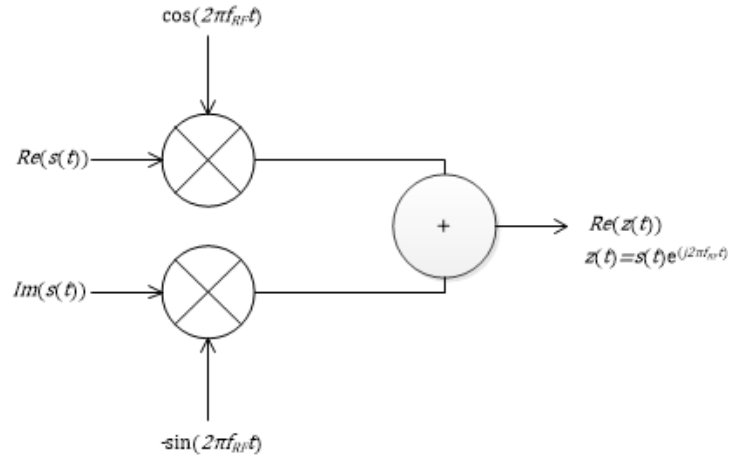


Fig. 4.9 Modulador I/Q

A modulação I/Q é representada matematicamente do seguinte modo

$$s_{RF}(t) = Re\{s(t)e^{j2\pi f_{RF} t}\} = Re\{s(t)\} \cdot \cos(2\pi f_{RF} t) - Im\{s(t)\} \cdot \sin(2\pi f_{RF} t) \quad (4.18)$$

No recetor, para recuperar a informação em fase e em quadratura, o sinal recebido é dividido em dois ramos, cada ramo é multiplicado por uma onda sinusoidal com a mesma frequência da portadora, as duas ondas sinusoidais encontram-se em quadratura, de seguida o sinal resultante de cada uma das multiplicações é filtrado, este processo é denominado por desmodulação I/Q [13]. Na figura 4.10 é apresentada a estrutura de um desmodulador I/Q.

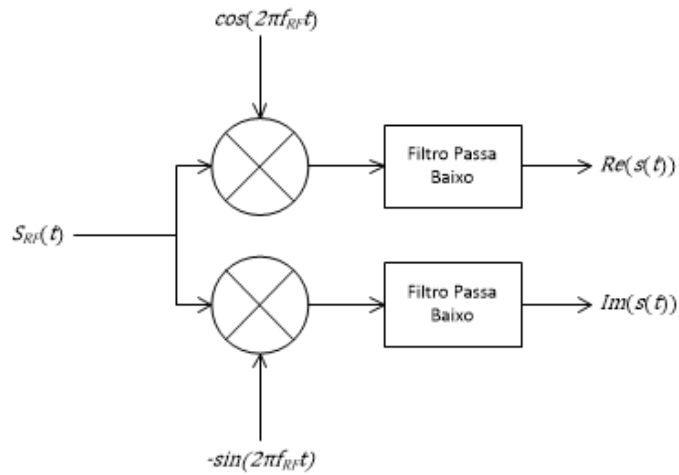


Fig. 4.10 Desmodulador I/Q

4.4 Erros de sincronismo e sistemas não lineares

4.4.1 Erros de sincronismo na frequência

Num sistema real, o símbolo OFDM recebido não é idêntico ao transmitido, as subportadoras encontram-se deslocadas na frequência e possuem fase e amplitude

distinta. O deslocamento na frequência é causado pela diferença de frequência entre o oscilador do transmissor e do recetor e também pelo efeito Doppler. O desvio na frequência provoca uma amostragem incorreta de cada subportadora, levando à interferência entre subportadoras, como é ilustrado na figura 4.11 [20]. Na figura estão apresentadas cinco subportadoras de um símbolo OFDM, com um espaçamento entre subportadoras de 15 KHz, as subportadoras sofreram um deslocamento na frequência de 5 KHz no sentido positivo, para cada uma das subportadoras é indicado o ponto ideal de amostragem.

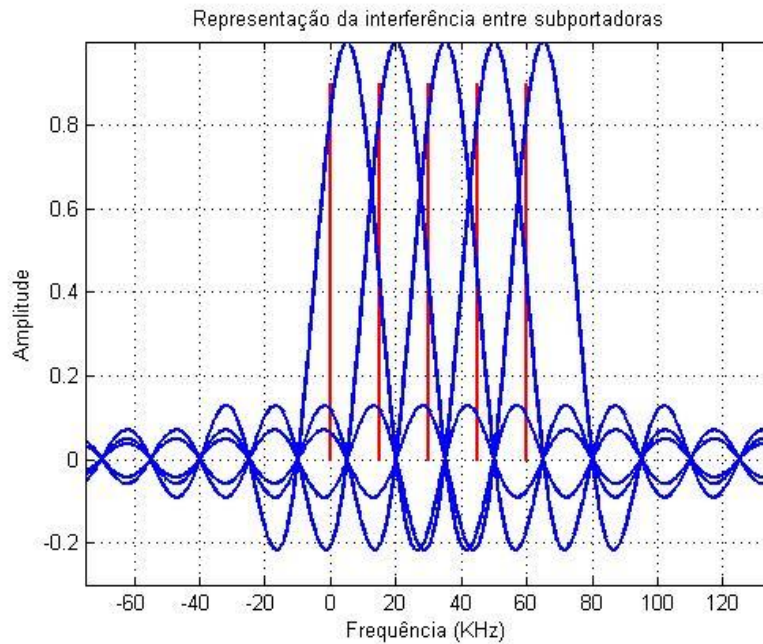


Fig. 4.11 Interferência entre subportadoras

4.4.2 Erros de sincronismo no tempo

No OFDM para estimar com precisão o início da sequência de símbolos OFDM foram desenvolvidos vários métodos como: *Schmidl e Cox*, *Minn e Bhargava*, *Wang e Park* [1]. Estes métodos utilizam sequências de treino com a duração de um símbolo OFDM. Apesar da elevada precisão destes métodos, no recetor podem ocorrer erros de detecção de início de trama da ordem do período de amostragem, ou ainda menores, no domínio da frequência esses erros provocam a rotação de fase dos símbolos de informação [20]. Esse comportamento é facilmente explicado com base na seguinte propriedade da transformada de Fourier: considerando um sinal $x(t)$ com transformada de Fourier a_k , se $x(t)$ for deslocado t_0 unidades os coeficientes a_k sofrem uma rotação de fase, a rotação de fase é proporcional ao deslocamento no tempo e à frequência. Esta propriedade é representada matematicamente do seguinte modo

$$x(t) \xleftrightarrow{FFT} a_k \quad (4.19)$$

$$x(t - t_0) \xleftrightarrow{FFT} e^{-j\frac{2\pi k}{T}t_0} a_k \quad (4.20)$$

No OFDM a_k é o símbolo de informação na subportadora de índice k , T é o período dos dados e t_0 é o deslocamento temporal.

4.4.3 Sinais multiportadora e sistemas não lineares

Quando os sinais multiportadora, como os sinais OFDM, passam por um sistema não linear, surgem vários harmônicos e produtos de intermodulação. Os produtos de intermodulação resultam do batimento entre componentes de frequência do sinal, este tipo de distorção é designada por distorção de intermodulação. Os novos componentes de frequência vão aparecer fora e dentro da banda do sinal, os componentes fora da banda dos sinal vão interferir com outras bandas e provocar o espalhamento espectral do sinal, os componentes dentro da banda do sinal vão degradar a qualidade do sinal, afetando diretamente o EVM e o BER [20].

4.5 Vantagens e Desvantagens do formato de modulação OFDM

As principais vantagens do formato de modulação OFDM são as seguintes:

- Elevada eficiência espectral.
- Elevada imunidade à interferência intersimbólica.
- Implementação simples do transmissor e recetor, devido ao uso no domínio discreto da transformada inversa de Fourier e da transformada de Fourier.
- Equalização simples.
- Em canais que variam lentamente no tempo, é possível adaptar a taxa de transmissão em cada subportadora, consoante a relação sinal ruído nessa subportadora.

As principais desvantagens do formato de modulação OFDM é a elevada sensibilidade aos erros no sincronismo da frequência e do tempo, o elevado PAPR, e a elevada sensibilidade às não linearidades [23].

Capítulo 5

5 Montagem experimental

Neste capítulo, na secção 5.1 vai ser efetuada uma descrição geral da montagem experimental realizada para avaliar o desempenho de um sinal OFDM numa ligação RoF e para compensar as não linearidades da ligação, na secção 5.2 vão ser apresentadas algumas informações sobre o gerador de sinais vetorial (GSV) e o analisador de sinais vetorial (ASV) utilizados na montagem experimental, na secção 5.3 vai ser apresentado o procedimento efetuado para garantir o sincronismo na frequência e no tempo, na secção 5.4 vai ser apresentado o procedimento efetuado para compensar a atenuação do sinal rádio na ligação RoF e a rotação de fase introduzida na desmodulação I/Q, por último na secção 5.5 vai ser apresentado o procedimento realizado para compensar as não linearidades da ligação RoF.

5.1 Descrição geral

Na figura 5.1 é apresentada a montagem experimental realizada.

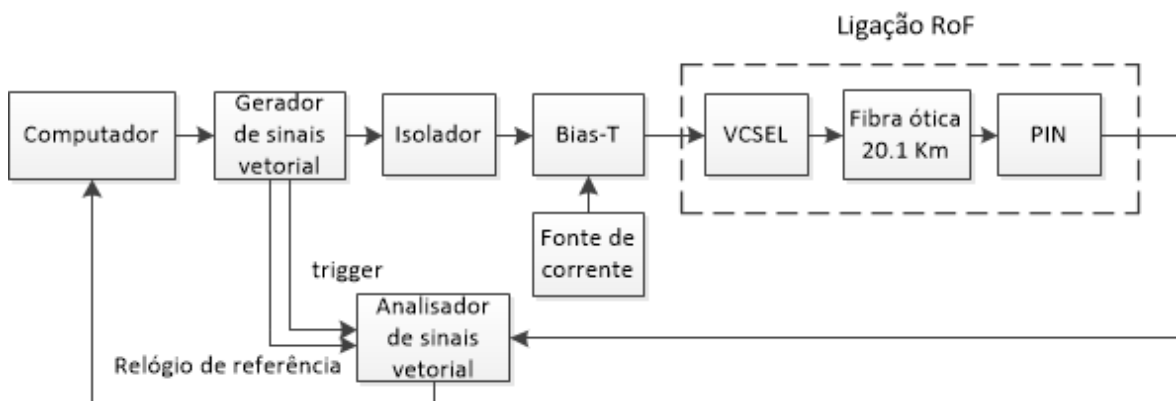


Fig. 5.1 Montagem experimental

A partir de um programa desenvolvido em Matlab, foi gerado um sinal OFDM em banda base, de acordo com a tecnologia LTE, com as seguintes características:

- Duração de um slot temporal (0.5 ms).
- Número total de subportadoras 2048, das quais 1201 usadas para dados e 847 usadas para guarda, a largura de banda total do sinal é de 20 MHz.
- As subportadoras usadas para dados foram moduladas em 64 QAM.

Para facilitar a geração do sinal, não foram inseridos pilotos, portanto não foi realizada qualquer equalização do sinal e também não foi implementado FEC e Interleaving. Para converter o sinal para o domínio analógico e para passa banda foi usado o GSV Rohde &

Schwarz (R&S) SMW200A, neste equipamento basicamente é efetuada a seguinte sequência de operações: interpolação, conversão digital analógica, modulação IQ e amplificação [24]. O sinal rádio à saída do GSV modula diretamente um VCSEL da RayCan com um comprimento de onda de 1550nm. Para polarizar o laser foi usada uma fonte de corrente da Thorlabs (Idc 220 laser diode controller 2A) e para combinar a corrente de polarização com o sinal rádio foi usado o Bias-T ZFBT-4R2G+. Normalmente os lasers e outros equipamentos não se encontram adaptados, como resultado dessa desadaptação parte da potência incidente é refletida, além desse inconveniente a potência refletida pode danificar o gerador. Como a adaptação de um equipamento, para uma elevada gama de frequências, não é uma tarefa fácil, na montagem experimental o laser não foi adaptado, nesta situação para proteger o GSV da potência refletida foi usado o isolador Meca Eletronics IS-0.900 antes do Bias-T. Na ligação RoF além do VCSEL foi usado um fotodiodo do tipo PIN da Nortel Networks PP-10G, este inclui um amplificador de transimpedância com um ganho típico de 500Ω. Numa experiência o VCSEL foi conectado ao PIN usando um atenuador ótico, nas restantes experiências foi usada uma fibra ótica com uma distância de 20.1 Km. Depois da ligação RoF para converter o sinal para banda base e para o domínio digital foi utilizado o ASV Rohde & Schwarz FSW, basicamente neste equipamento é efetuada a seguinte sequência de operações: conversão da frequência da portadora para uma frequência intermédia, filtragem, conversão de analógico para digital, desmodulação IQ e decimação. As amostras IQ adquiridas são transferidas para o Matlab onde é compensado o desfasamento temporal entre o sinal OFDM enviado e recebido a atenuação do sinal rádio na ligação RoF e a rotação de fase introduzida na desmodulação IQ [25]. Para comparar de um modo correto os resultados de várias experiências em todas as experiências foi selecionada uma frequência da portadora de 900MHz, e foi usado o mesmo sinal OFDM. O sinal OFDM gerado possui um PAPR igual a 10.17 dB.

5.2 Gerador de sinais vetorial e analisador de sinais vetorial

Na figura 5.2 são apresentados alguns dos blocos internos GSV responsáveis pela geração do sinal rádio. No bloco gerador formas de onda arbitrárias, as amostras são lidas com uma frequência idêntica à taxa de símbolos especificada pelo utilizador, na figura essa frequência é representada por f_{input} , a seguir as amostras são interpoladas de modo a frequência de amostragem à entrada da DAC ser igual a 200 MHz. O bloco sobre amostragem contém um filtro passa-baixo com uma largura de banda de $0.4 \cdot f_{input}$, desse modo para evitar a distorção do sinal, a taxa de símbolos especificada pelo utilizador deve ser pelo menos 2.5 vezes maior que a largura de banda do sinal em banda base, de notar que a largura de banda de um sinal em banda base apenas considera as frequências positivas. Sabendo que a DAC opera com uma frequência de amostragem de 200 MHz, a taxa de símbolos máxima que pode ser selecionada pelo utilizador é 200 MHz, desse modo sem ocorrer distorção pode ser gerado um sinal em banda base com uma largura de 80 MHz. O filtro analógico à saída da DAC não distorce o sinal dentro de uma banda de 80 MHz.

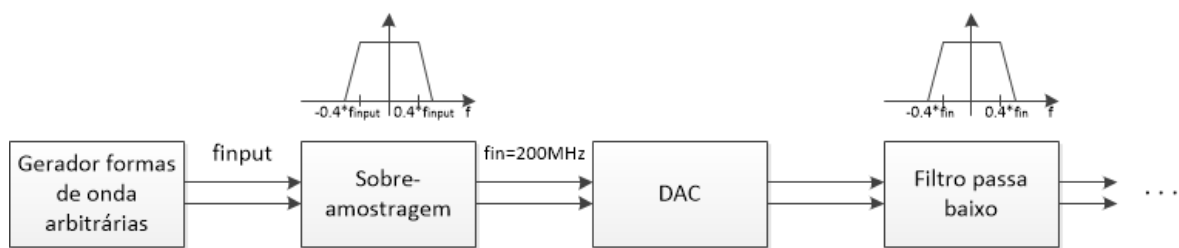


Fig. 5.2 Blocos internos do gerador de sinais vetorial

Na figura 5.3 são apresentados os blocos internos do ASV [25]. Algumas notas importantes acerca das operações representadas na figura 5.3 são as seguintes:

- A largura de banda do filtro passa banda é seleccionável
- A ADC opera com uma frequência de amostragem de 200 MHz, esta pode ser aumentada adquirindo extensões do equipamento.
- O filtro de equalização visa compensar a resposta em frequência dos filtros analógicos.
- É possível seleccionar a frequência de amostragem após a decimação.

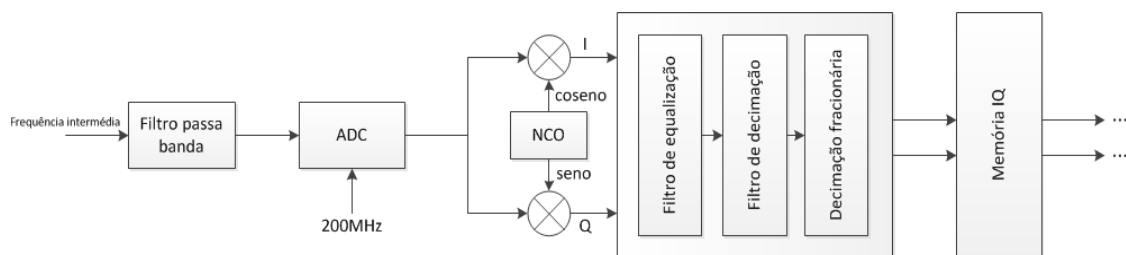


Fig. 5.3 Blocos internos do analisador de sinais vetorial

Como pode ser observado na tabela 4.1 da secção 4.4.2 do capítulo 4, no LTE a taxa de símbolos de um sinal OFDM com uma largura de banda 20 MHz é de 30.72 MHz, no GSV foi seleccionada essa taxa de símbolos. No ASV para obter melhores resultados, após a decimação foi seleccionada uma frequência de amostragem quatro vezes superior, as razões para isso vão ser apresentadas mais adiante.

5.3 Procedimento efetuado para garantir o sincronismo na frequência e no tempo

Nos equipamentos de teste e medida de rádio frequência, é comum as frequências serem geradas a partir de um relógio de referência de 10 MHz. Estes equipamentos normalmente possuem portas para receber e partilhar esta referência, de modo a garantir o sincronismo na frequência entre equipamentos. Na montagem experimental, o relógio de referência de 10 MHz do GSV foi partilhado com o do ASV.

O sincronismo temporal foi conseguido em três estágios. No primeiro estágio é compensado de um modo pouco preciso o atraso de propagação do sinal rádio na ligação ótica, para isso a saída USER1 do GSV foi ligada à entrada TRIGGER INPUT do ASV, por forma a disparar a aquisição do sinal. Para garantir que o sinal é adquirido na totalidade, o disparo deve iniciar um pouco antes do sinal chegar ao ASV, desse modo as primeiras amostras adquiridas são ruído. Na montagem experimental o instante de disparo foi definido indicando o número da amostra do sinal de informação em que este deve iniciar, esta informação é transferida para o GSV juntamente com o sinal de informação e a taxa de símbolos. Deste modo para compensar o atraso de propagação é necessário saber o atraso em número de amostras, uma estimativa pode ser obtida multiplicando o atraso de propagação teórico pela taxa de símbolos. Na experiência em que o VCSEL é conectado ao PIN usando o atenuador ótico, o atraso de propagação é praticamente igual a zero, e portanto nesta experiência o disparo de USER1 foi iniciado na primeira amostra do sinal. Na experiência em que é usada a fibra ótica de 20.1Km, o atraso de propagação é aproximadamente igual 100.56 μ s, este valor pode ser obtido dividindo o comprimento da fibra ótica pela velocidade da luz no meio. Para uma taxa de símbolos de 30.72MHz, 100.56 μ s corresponde a 3098 amostras, neste caso o disparo de USER1 foi iniciado um pouco antes da amostra 3098. No segundo estágio é detetado o início do sinal recebido, para reduzir o desalinhamento temporal entre o sinal enviado e o sinal recebido no ASV foi selecionada uma frequência de amostragem quatro vezes superior a taxa de símbolos no GSV. Para detetar o início do sinal recebido, foi implementada uma função baseada na correlação cruzada, na figura 5.7 encontra-se a implementação dessa função. Na função, corr é o vetor correlação, index_max_corr é o índice do máximo da correlação, data_s é o sinal enviado, data_r as amostras recebidas, N_corr o número de correlações, N_mult o número de multiplicações e over_sampling_factor a relação entre a frequência de amostragem no ASV e a taxa de símbolos no GSV, esta última variável é igual a quatro. Para reduzir o tempo de processamento, o número de correlações foi limitado a 400 e o número de multiplicações a 2000. Depois da execução da função na variável data_r, são removidas todas as amostras anteriores ao índice do máximo da correlação e por cada quatro amostras são removidas três.

```

function [index_max_corr corr]=correlation(data_s,data_r,N_corr,N_mult,over_sampling_factor)

    corr=zeros(1,N_corr); % Vector correlação

    for i=1:1:N_corr      % Número de correlações

        for j=1:1:N_mult  % Número de multiplicações em cada correlação

            k=(j-1)*over_sampling_factor+i;

            corr(1,i)=corr(1,i)+conj(data_s(1,j))*data_r(1,k);

        end

    end

    corr=abs(corr/N_mult); % Normalização do vector correlação e cálculo do seu valor absoluto

    index_max_corr=find(corr==max(corr)); % Índice do máximo

end

```

Fig. 5.4 Função implementada para detetar o início do sinal recebido

No terceiro estágio são compensados os desvios temporais da ordem do período de amostragem. Como abordado na secção 4.4.2, do capítulo 4, um pequeno deslocamento temporal provoca uma rotação de fase dos símbolos de informação, essa rotação é proporcional à frequência da subportadora e ao deslocamento temporal. Para compensar esses desvios temporais cada símbolo de informação deve ser dividido pelo seguinte termo

$$e^{-j\frac{2\pi kt_0}{T}} \quad (5.1)$$

no LTE $1/T$ é igual a 15 KHz. Para determinar t_0 , o sinal enviado sem as duas primeiras amostras foi correlacionado com o sinal recebido, depois a segunda, a terceira e a quarta amostra do vetor correlação foram aproximadas por uma parábola, o desvio temporal entre o sinal enviado e o sinal recebido, t_0 , é aproximadamente igual à diferença temporal entre o máximo da correlação e o máximo da parábola. Para compensar o desvio temporal, cada um dos símbolos OFDM do sinal recebido foi desmodulado e cada um dos símbolos de informação dividido por (5.1), depois foram modulados novos símbolos OFDM. Para garantir t_0 próximo de zero, todo este processo foi repetido oito vezes. Na figura 5.8 sobre a forma de um diagrama de blocos é ilustrado todo o processamento realizado no terceiro estágio.

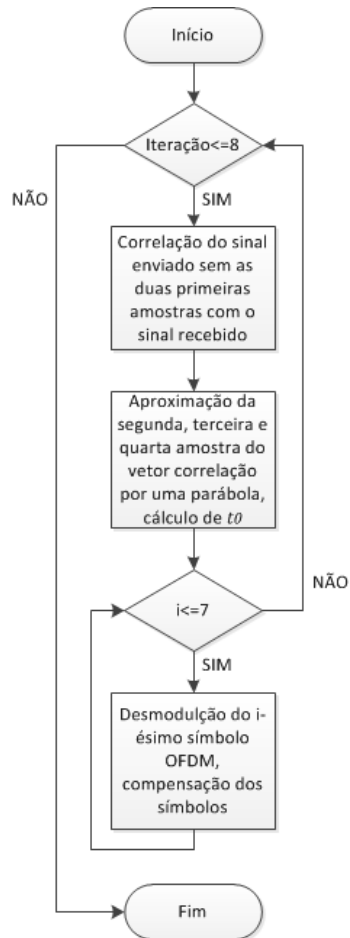


Fig. 5.5 Processamento realizado no terceiro estágio

5.4 Compensação da atenuação na ligação RoF e da rotação de fase introduzida na desmodulação I/Q

Numa ligação RoF quando a fonte ótica opera na zona não linear o sinal rádio é mais atenuado, a atenuação é tanto maior quanto maior a penetração do sinal rádio na zona não linear, desse modo podem ser distinguidos dois tipos de atenuação, a atenuação quando a fonte ótica opera na zona linear e a atenuação quando a fonte opera na zona não linear, no sinal recebido deve ser compensada a primeira atenuação. Para calcular a atenuação apenas foram consideradas as amostras do sinal recebido com um comportamento linear ou razoavelmente linear com as respetivas amostras transmitidas, além disso também foram desprezadas todas as amostras do sinal recebido com um valor absoluto muito reduzido, isto porque essas amostras foram mais afetadas pelo ruído. A atenuação foi calculada pelo valor médio da razão entre o valor absoluto de cada uma das amostras obtidas, pelo valor absoluto das respetivas amostras transmitidas. Depois o sinal recebido foi amplificado com um ganho igual ao inverso da atenuação calculada. Na desmodulação IQ, o oscilador do analisador de espectros introduz uma rotação de fase aleatória no sinal

recebido, esta rotação de fase pode ser observada através da função AM/PM, esta foi compensada de modo similar à atenuação.

5.5 Compensação das não linearidades na ligação RoF

A pré-distorção ilustrada na figura 2.4 da secção 2.2.2 do capítulo 2, possui o inconveniente que aumenta a excursão do sinal, desse modo para compensar as não linearidades de um sistema este vai operar numa zona ainda menos linear. Para contornar este problema a função AM/AM da pré-distorção deve possuir a forma indicada na figura 5.6, neste caso as não linearidades do sistema são compensadas mantendo a excursão do sinal, um inconveniente deste método é que atenua ligeiramente o sinal, como pode ser observado através da função AM/AM do sistema com a pré-distorção.

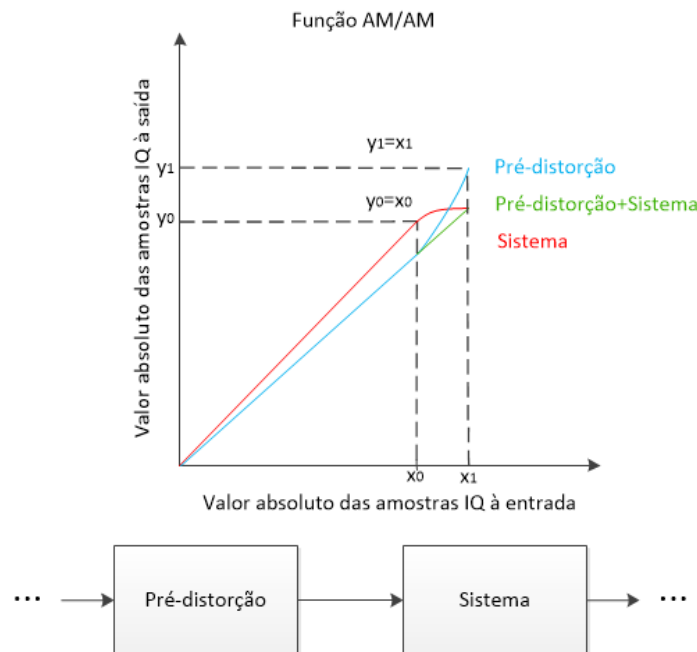


Fig. 5.6 Método alternativo de pré-distorção

Para o polinómio com memória ter um comportamento similar ao da pré-distorção da figura 5.6 o sinal recebido foi multiplicado pelo seguinte fator: a razão entre o valor máximo do absoluto do sinal enviado e o valor máximo do absoluto do sinal recebido. Isto garante que o valor máximo do absoluto dos dois sinais é idêntico. Depois desta operação os coeficientes do polinómio com memória que modelam o comportamento do inverso da ligação RoF, foram determinados usando o algoritmo dos mínimos quadrados.

Capítulo 6

6 Resultados experimentais

Neste capítulo, na secção 6.1 vão ser apresentados os resultados obtidos relacionados com o VCSEL, na secção 6.2 vai ser apresentado o procedimento realizado para identificar a zona não linear do VCSEL do ponto de vista do sinal rádio, bem como os respetivos resultados obtidos, na secção 6.3 vai ser apresentado o desempenho do sinal OFDM na ligação RoF, por último na secção 6.4 vão ser apresentados os ganhos obtidos com a compensação da ligação RoF.

6.1 Características do VCSEL

Para ajudar a perceber os resultados presentes neste capítulo, na figura 6.1 é apresentada a potência ótica à saída do VCSEL em função da corrente de polarização.

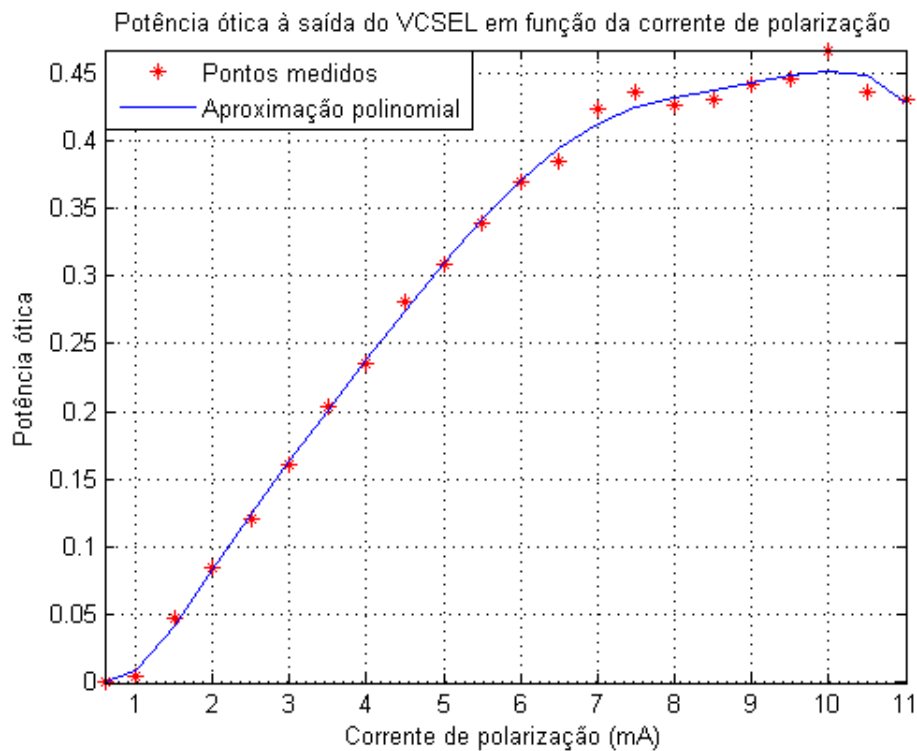


Fig. 6.1 Potência ótica à saída do VCSEL em função da corrente de polarização

A partir da figura 6.1 verifica-se que para correntes de polarização aproximadamente inferiores a 1 mA e aproximadamente superiores a 7 mA, o VCSEL opera numa zona fortemente não linear.

Antes de efetuar a montagem experimental para saber se o VCSEL se encontrava adaptado, foi medido o parâmetro S11 em dB do laser entre 500 MHz e 3000 MHz no

analisador de quadripolos, este parâmetro foi medido para as correntes de polarização 2, 4, 6 e 8 mA. Na figura 6.2 são apresentados os resultados obtidos.

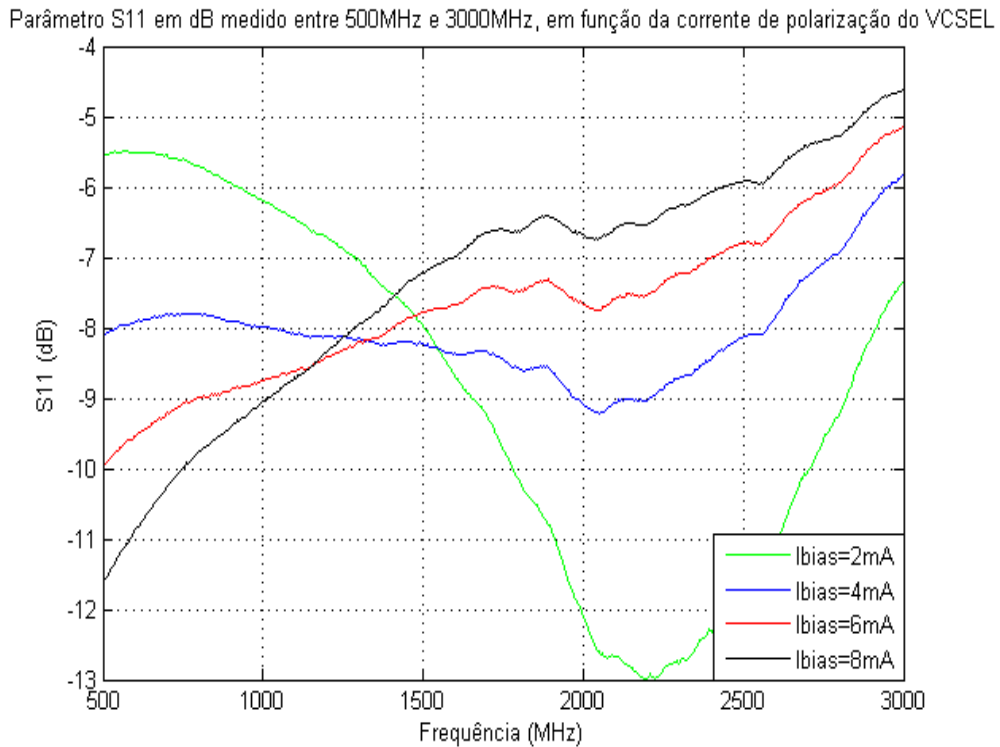


Fig. 6.2 Parâmetro S11 medido entre 500 MHz e 3000 MHz em função da corrente de polarização do VCSEL

Observando a figura 6.2 verifica-se que o parâmetro S11 do laser, e portanto a sua resistência de entrada, varia com a frequência como esperado, e com a corrente de polarização. Em todas as experiências foi usada uma frequência da portadora de 900 MHz, a partir da figura 6.2 verifica-se que para essa frequência e para as correntes de polarização 4, 6 e 8 mA o laser encontra-se razoavelmente adaptado.

6.2 Identificação da zona não linear da fonte ótica

Numa ligação RoF, para cada ponto de polarização da fonte ótica, existe uma determinada potência elétrica a partir da qual a fonte ótica opera na zona não linear. Na modulação direta podem distinguir-se duas zonas não lineares, zona de corte e zona de saturação. Como referido anteriormente, quando a fonte ótica opera na zona não linear, o sinal rádio é mais atenuado, a atenuação é tanto maior quanto maior a penetração do sinal rádio na zona não linear. Na montagem experimental para identificar a potência elétrica a partir da qual o VCSEL opera na zona não linear foi efetuado o seguinte: no GSV foi gerado uma portadora não modulada, designada de *continuous wave* (CW), para várias potências do CW, foi medida a potência recebida no ASV e calculada a atenuação do sinal rádio. Devido a atenuação no isolador e no Bias-T, a atenuação calculada é ligeiramente superior à atenuação na ligação RoF, para o propósito em causa isso não faz qualquer diferença.

Este procedimento foi efetuado para as correntes de polarização 2, 4, 6 e 8 mA, na figura 6.3 estão apresentados os resultados obtidos.

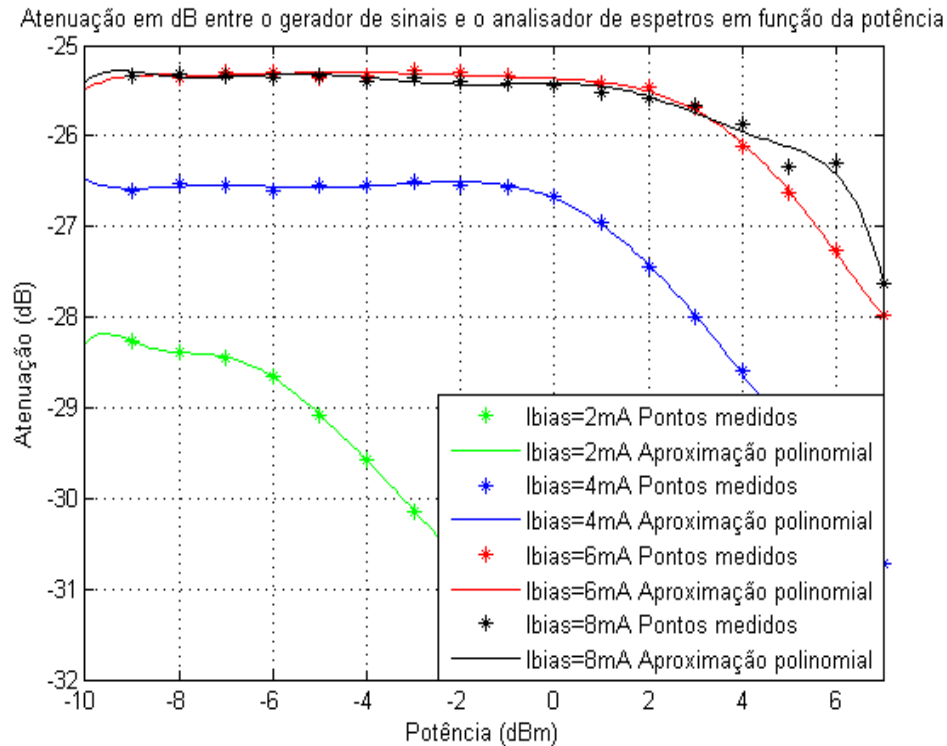


Fig. 6.3 Potência elétrica a partir da qual o VCSEL opera na zona não linear

Na figura 6.3 considerando apenas a operação do VCSEL na zona linear, verifica-se que a atenuação varia com a corrente de polarização, isto deve-se à variação da resistência de entrada do VCSEL com a corrente de polarização. Observando a figura verifica-se também que para as correntes de polarização de 2, 4 e 6 mA, a potência a partir da qual o VCSEL opera na zona não linear aumenta com a corrente de polarização, para as correntes de polarização de 6 e 8 mA a potência a partir da qual o VCSEL opera na zona não linear é praticamente igual, isto sugere que no VCSEL a região que introduz maiores não linearidades é a região de corte. Por último analisando a figura 6.1 e 6.3 conclui-se que o comportamento dinâmico e estático do VCSEL são distintos, pois de acordo com a figura 6.1 para uma corrente de polarização de 6 mA o VCSEL opera numa zona razoavelmente linear para uma corrente de polarização de 8 mA o VCSEL opera claramente numa zona não linear, no entanto segundo a figura 6.3 o comportamento do VCSEL para as duas correntes de polarização é similar.

6.3 Desempenho do sinal OFDM

Para avaliar o desempenho do sinal OFDM na ligação RoF foi determinado o EVM em percentagem da constelação recebida. Para o cálculo do EVM foi usada a seguinte expressão:

$$EVM(\%) = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (e_k)^2}}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (I_k^2 + Q_k^2)}} * 100 \quad (6.1)$$

onde e_k é dado por

$$e_k = (I_k - I_k^*)^2 + (Q_k - Q_k^*)^2 \quad (6.2)$$

, I_k e Q_k são a componente em fase e quadratura do símbolo enviado, I_k^* e Q_k^* são a componente em fase e quadratura do símbolo recebido [26].

6.3.1 Desempenho do sinal OFDM com o gerador de sinais vetorial conectado diretamente ao analisador de sinais vetorial usando um cabo de RF

Para validar a montagem experimental apresentada no capítulo 5, o GSV foi conectado diretamente ao ASV usando um cabo de RF. Na figura 6.4 é apresentada a constelação recebida e os pontos ideais da constelação, a constelação recebida possui um EVM igual a 0.68%, os resultados obtidos são bastante aceitáveis.

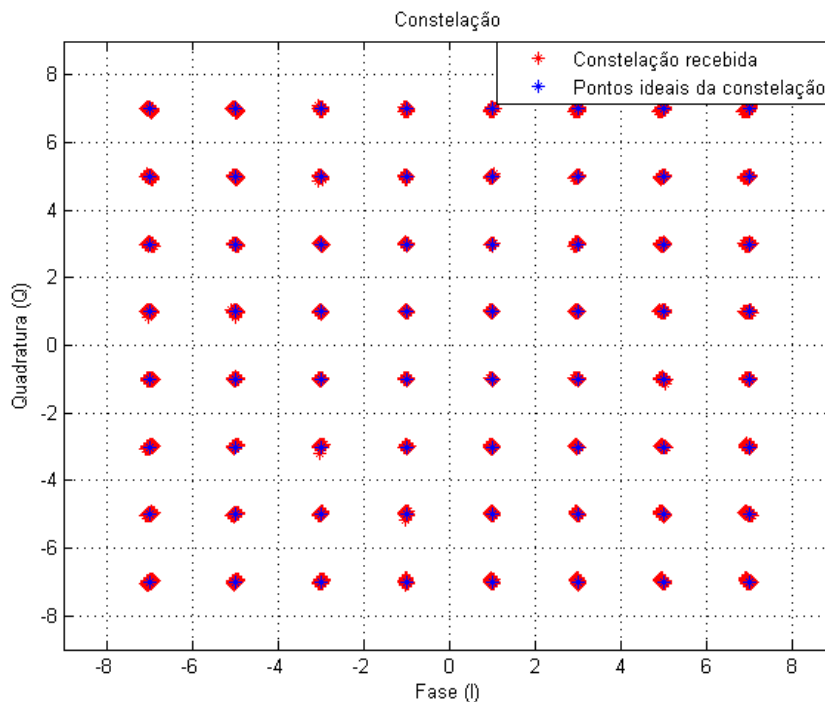


Fig. 6.4 Constelação recebida ligando diretamente o gerador de sinais vetorial ao analisador de espectros

6.3.2 Degradação do sinal OFDM devido às não linearidades da fibra ótica

Para avaliar a degradação do sinal OFDM devido às não linearidades da fibra ótica, foram efetuadas duas experiências. Numa experiência entre o VCSEL e o PIN foi usado um atenuador ótico, com uma atenuação idêntica à da fibra ótica de 20.1 Km, na outra experiência foi usada a fibra ótica de 20.1 Km. Em ambas as experiências, o laser foi polarizado com uma corrente de 6mA, e o sinal rádio foi gerado com uma potência média igual a -12.18 dBm, para esta potência a potência de pico é igual -2.02 dBm. Tendo em conta a figura 6.3 para essa corrente de polarização e potência de pico, o laser apenas opera na zona linear. Na figura 6.5 e 6.6 é apresentado, respetivamente, a constelação do sinal OFDM recebido quando entre o VCSEL e o PIN é usado o atenuador ótico e quando é usada a fibra ótica. No primeiro caso, o EVM é igual a 2.53% e no segundo é igual a 2.61%. Com base nos resultados obtidos conclui-se que a degradação do sinal OFDM devido às não linearidades da fibra ótica é desprezável.

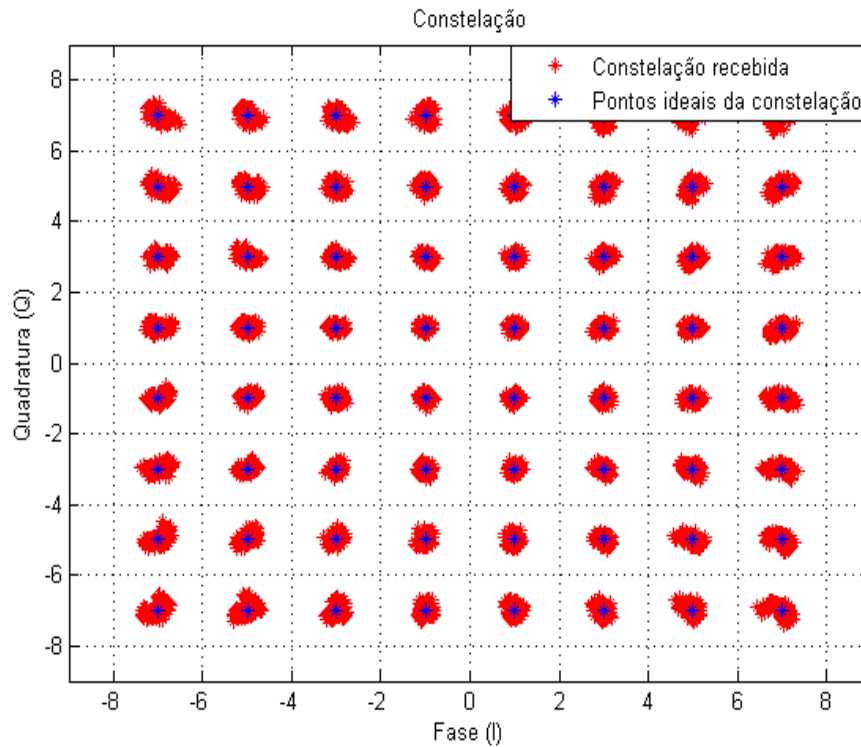


Fig. 6.5 Constelação recebida usando um atenuador entre o VCSEL e o PIN

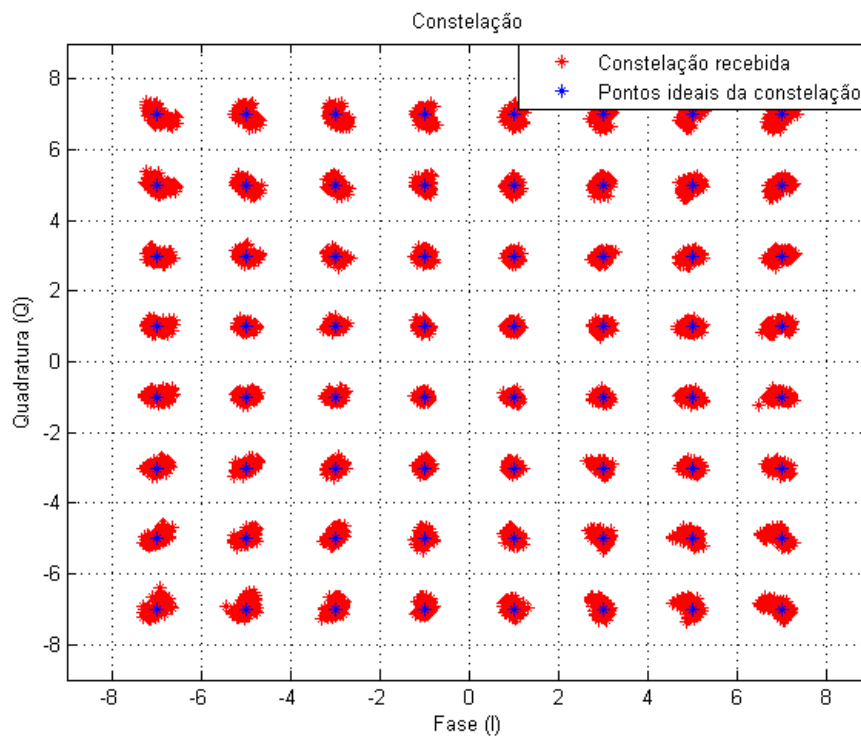


Fig. 6.6 Constelação recebida usando uma fibra ótica entre o VCSEL e o PIN

6.3.3 Desempenho do sinal OFDM em função da corrente de polarização e da potência de pico do sinal rádio

Para avaliar de um modo exaustivo o desempenho do sinal OFDM na ligação RoF, para as correntes de polarização 4, 6 e 8 mA foi determinado o EVM da constelação recebida variando a potência de pico do sinal rádio entre -5 dBm e 7 dBm. Na figura 6.7 estão apresentados os resultados obtidos.

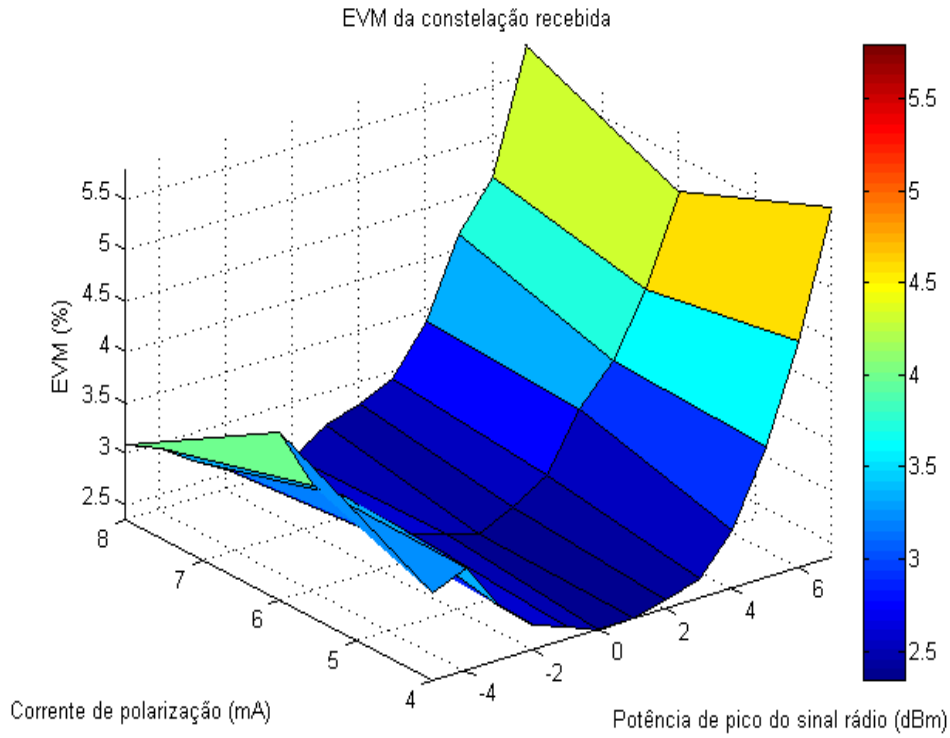


Fig. 6.7 EVM da constelação recebida em função da corrente polarização e da potência de pico do sinal rádio

A partir da figura 6.7 conclui-se que para cada corrente de polarização, existe uma potência de pico ótima. A forma do gráfico sugere que isso ocorre quando o VCSEL opera no limite da zona linear. Para potências de pico superiores o EVM aumenta, pois o VCSEL opera na região não linear, para potências de pico inferiores o EVM aumenta, pois a relação sinal ruído à saída da ligação RoF é menor.

6.4 Compensação das não linearidades da ligação RoF

O comportamento da ligação RoF depende da corrente de polarização e da potência de pico do sinal rádio. Para modelar o comportamento do inverso da ligação RoF e posteriormente compensar a ligação, o laser foi polarizado com uma corrente de 4 mA e foi selecionada uma potência de pico do sinal rádio de 7 dBm, nesta situação pelas figuras 6.3 e 6.7 verifica-se que o laser opera na região não linear, como pretendido. No polinómio com memória quanto maior a ordem da não linearidade, K , e o comprimento da memória, Q , melhor a aproximação ao comportamento inverso da ligação RoF, na obstante maior é a complexidade do polinómio. Os coeficientes do polinómio podem ser reduzidos devido ao seguinte: i) a partir de determinados valores de K e Q os ganhos na aproximação são desprezáveis; ii) com uma pequena perda na aproximação, no polinómio com memória com memória podem ser consideradas apenas as não linearidades ímpares, neste caso k assume apenas valores ímpares [8]. Para saber os valores mais adequados de K e Q e para verificar as duas condições anteriores, os coeficientes a_{kq} foram calculados para

todas as combinações com K entre 1 e 7 e Q entre 0 e 5, tendo em conta as não linearidades pares e ímpares e apenas as ímpares, para cada caso foi determinado o erro médio quadrático normalizado em dB associado ao cálculo dos coeficientes a_{kq} . Na figura 6.8 é apresentado o erro obtido em função de K e Q considerando ambas as não linearidades. A partir da figura verifica-se que a partir de K igual a 3 e Q igual a 1, o erro diminui pouco, e portanto os ganhos na aproximação são pequenos. Na figura 6.9 é apresentado o erro obtido considerando apenas as não linearidades ímpares, comparando os resultados obtidos na figura 6.9 com os obtidos na figura 6.8, verifica-se que para cada K e Q o erro obtido considerando apenas as não linearidades ímpares é apenas ligeiramente superior ao obtido considerando as ambas as não linearidades.

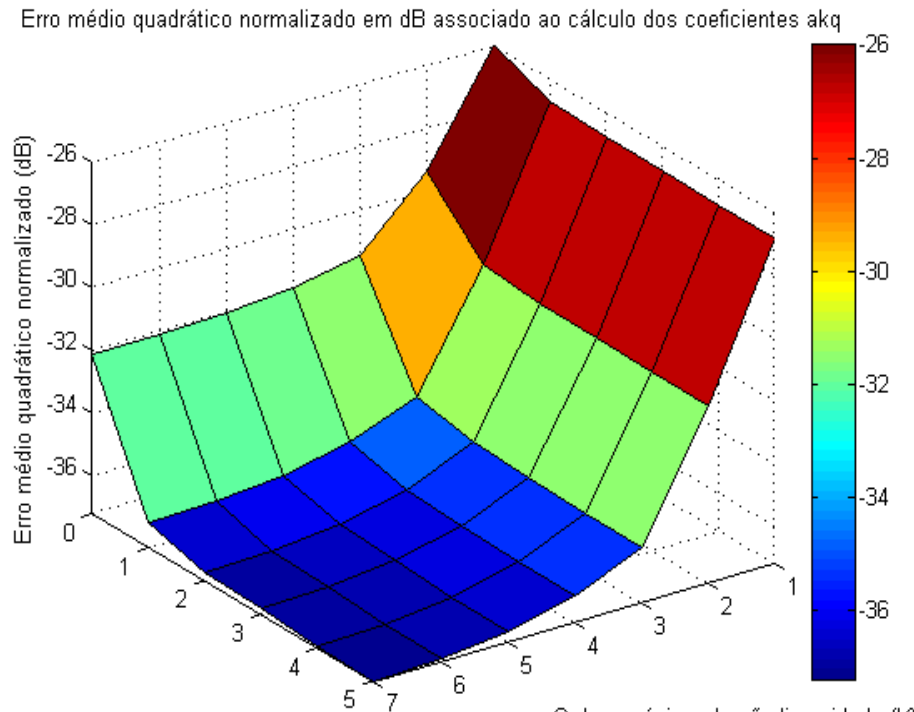


Fig. 6.8 Erro obtido considerando as não linearidades pares e ímpares

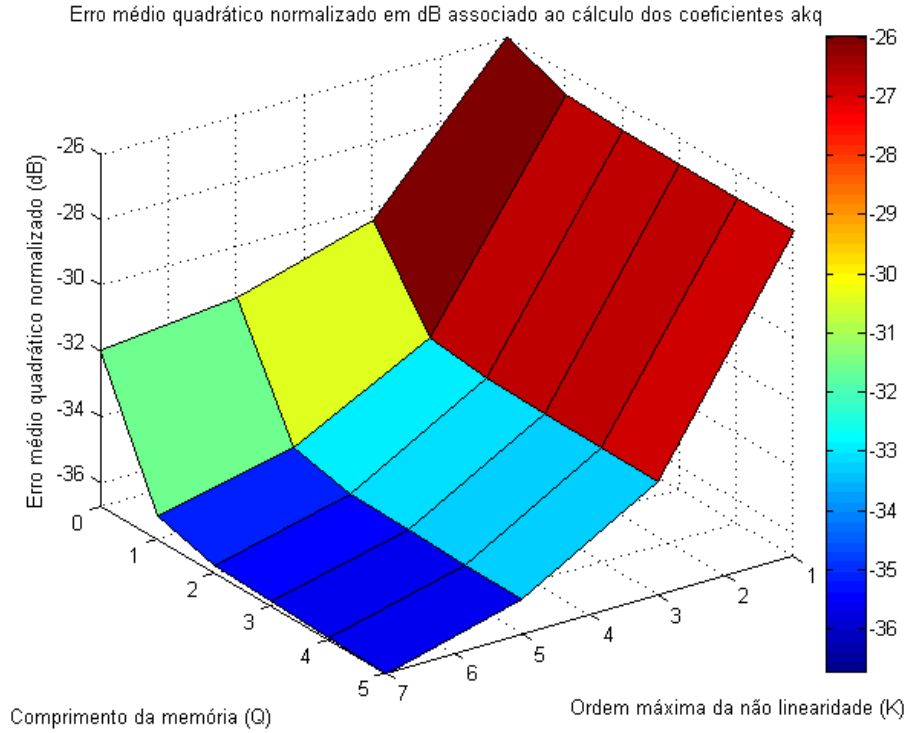


Fig. 6.9 Erro obtido considerando as não linearidades ímpares

Para compensar as não linearidades da ligação RoF foi selecionado K igual a 3 e Q igual a 1 e apenas foram consideradas as não linearidades ímpares, os coeficientes a_{kq} obtidos foram os seguintes:

- $a_{10} = 0.8231 - 0.0189j$
- $a_{30} = 0.8710 + 1.4584j$
- $a_{11} = 0.0003 - 0.0201j$
- $a_{31} = -0.0492 + 0.0013j$

O erro associado ao cálculo dos coeficientes a_{kq} é igual a -32.92 dB.

Ao analisar os coeficientes obtidos para vários valores de K e Q , verificou-se que quanto maior k maior o valor absoluto dos coeficientes, quanto maior q menor o seu valor absoluto. Como pode ser observado os coeficientes indicados atrás também evidenciam este comportamento. O aumento do valor absoluto dos coeficientes com k , poderá estar relacionado com o seguinte: no cálculo dos coeficientes a_{kq} pelo algoritmo dos mínimos quadrados o valor absoluto de $x(n)$ é inferior a 1, e portanto quanto maior k menor o seguinte termo

$$|x(n - q)|^{k-1} \quad (6.3)$$

para contrariar isso, quanto maior k maior o valor absoluto dos coeficientes. A diminuição do valor absoluto dos coeficientes com q , poderá estar relacionado com o facto de que num sistema a entrada no passado influencia de um menor modo a saída no presente.

Na figura 6.10 é apresentada a função AM/AM obtida para os seguintes elementos: ligação RoF, pré-distorção e ligação RoF com a pré-distorção. As funções AM/AM na figura são semelhantes às funções AM/AM teóricas indicadas na figura 5.6 da secção 5.5 do capítulo 5. Na figura 6.11 é apresentada a função AM/PM obtida para os mesmos elementos, como pode ser observado a função AM/PM da pré-distorção é inversa à da ligação RoF, e portanto a diferença de fase entre as amostras IQ à saída da ligação RoF e à entrada da pré-distorção é aproximadamente igual a zero. Na figura 6.12 é apresentada a densidade espectral de potência normalizada do sinal OFDM enviado e do sinal OFDM recebido sem e com pré-distorção, com base na figura verifica-se que com a pré-distorção as bandas laterais foram reduzidas aproximadamente 5 dB. Na figura 6.13 é apresentada a constelação recebida sem e com pré-distorção. Sem pré-distorção foi obtido um EVM igual a 6%, com pré-distorção foi obtido um EVM igual a 3.5%, sendo assim a partir dos resultados obtidos conclui-se que as não linearidades da ligação RoF foram compensadas satisfatoriamente usando apenas quatro coeficientes.

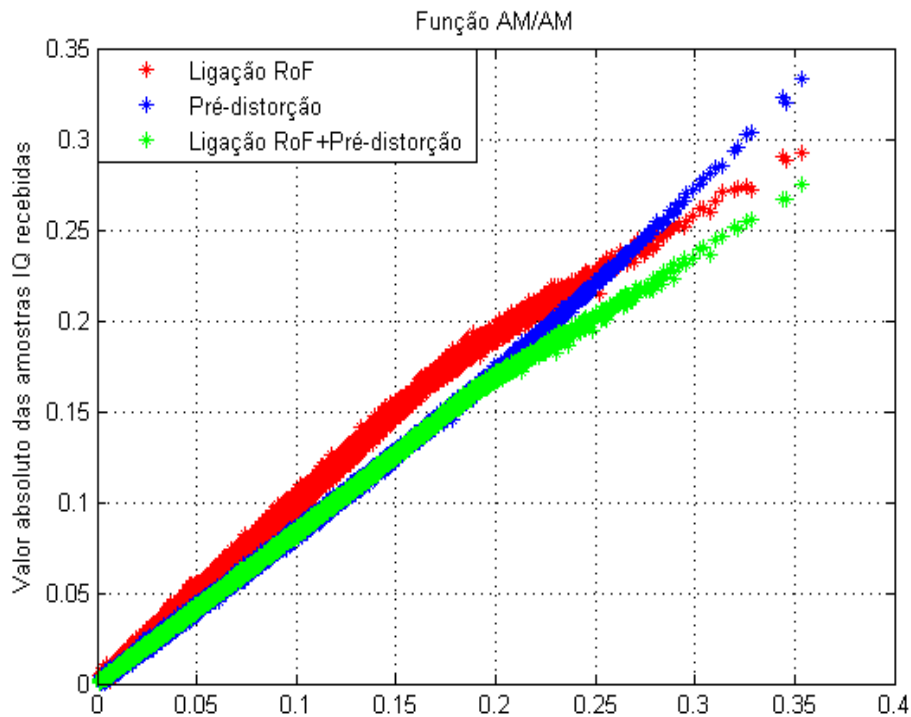


Fig. 6.10 Função AM/AM da ligação RoF, da pré-distorção e da ligação RoF com a pré-distorção

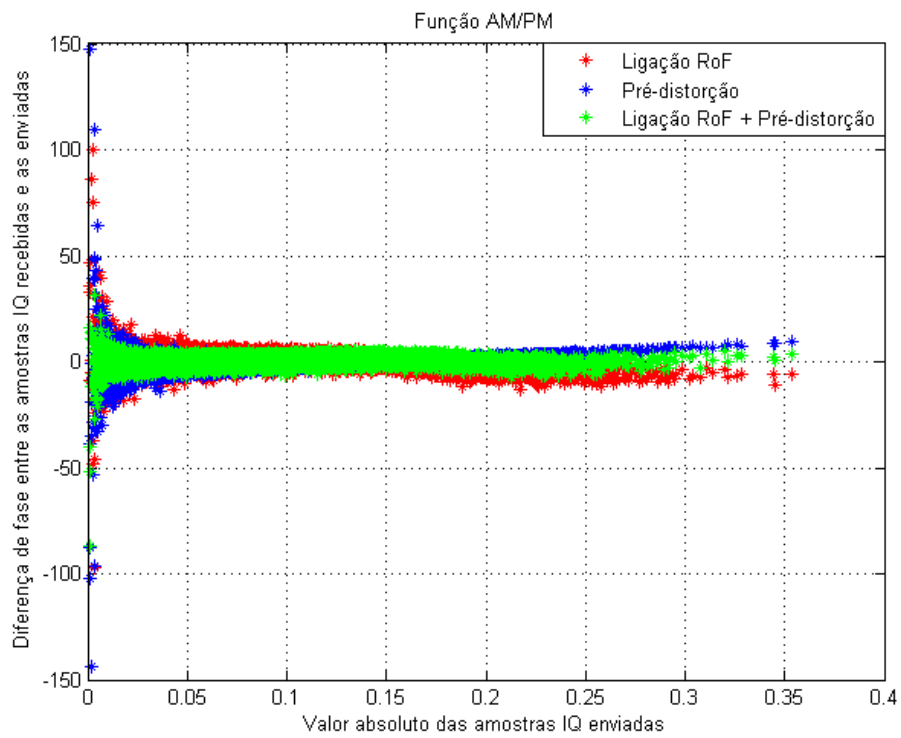


Fig. 6.11 Função AM/PM da ligação RoF, da pré-distorção e da ligação RoF com a pré-distorção

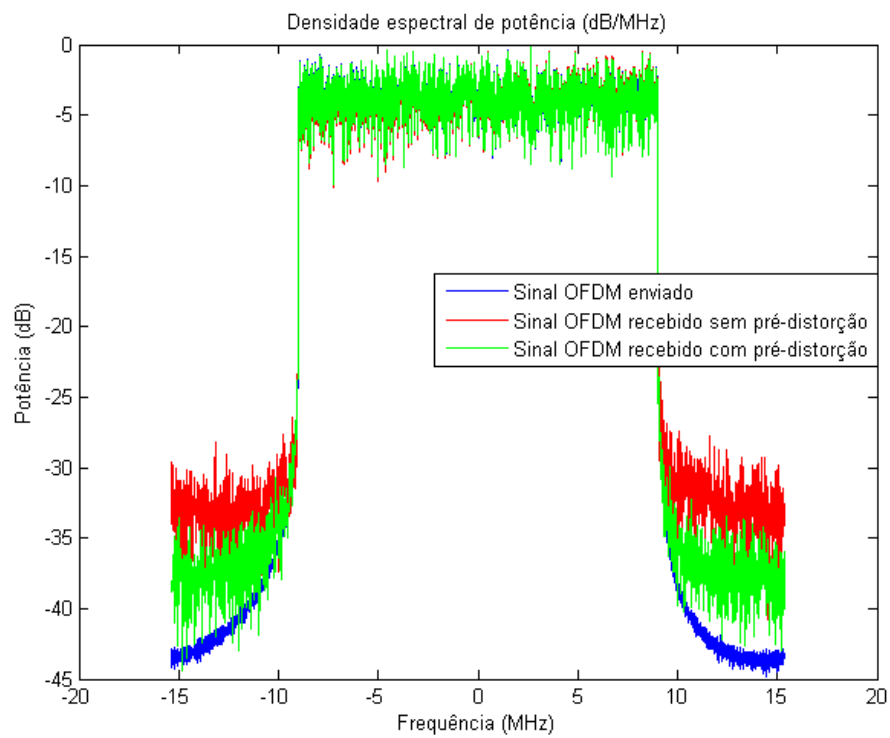


Fig. 6.12 Densidade espectral de potência normalizado, do sinal OFDM enviado, do sinal OFDM recebido sem pré-distorção e do sinal OFDM recebido com pré-distorção

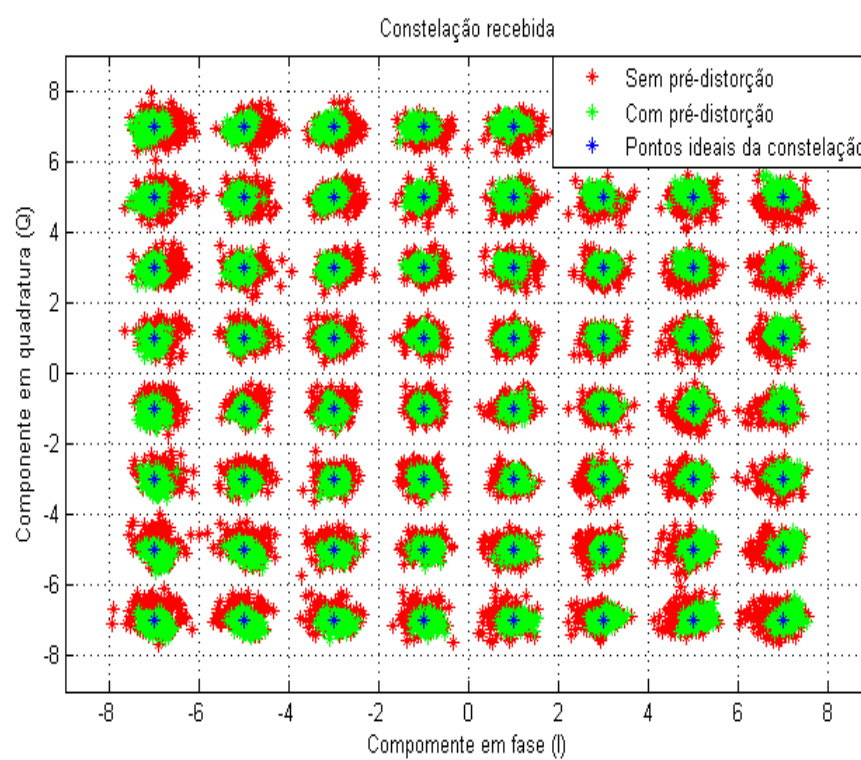


Fig. 6.13 Constelação recebida sem pré-distorção e com pré-distorção

Capítulo 7

7 Conclusões e trabalho futuro

7.1 Conclusões

Na dissertação foram estudados os principais requisitos do A-RoF e D-RoF, no D-RoF deu-se ênfase à última versão da especificação do CPRI, versão 6.1. O A-RoF é mais simples do que o D-RoF, em contrapartida no A-RoF os sinais rádio são mais afetados pelas distorções do canal de transmissão.

Medindo o parâmetro S_{11} do VCSEL utilizado na montagem experimental, verificou-se que este se encontra razoavelmente adaptado para uma frequência de 900 MHz (frequência da portadora) e para as correntes de polarização de 4, 6 e 8 mA.

Para as correntes de polarização 2, 4, 6 e 8 mA, foi identificada a potência do sinal rádio a partir da qual o VCSEL opera na região não linear, a partir dos resultados obtidos concluiu-se que a região de corte é a região que introduz maiores não linearidades e o comportamento estático e dinâmico do VCSEL são distintos.

Para estudar o desempenho dos sinais OFDM numa ligação RoF foi gerado um sinal OFDM de acordo com a tecnologia LTE, com uma largura de banda de 20 MHz. Efetuando uma pequena experiência verificou-se que para distâncias da fibra ótica pequenas, pelo menos até uma distância de 20.1 Km, e para potências óticas relativamente baixas a degradação do sinal OFDM devido aos efeitos não lineares da fibra ótica é desprezável.

Para as correntes de polarização 4, 6 e 8 mA foi avaliado o desempenho do sinal OFDM em função da potência de pico do sinal rádio, a partir dos resultados obtidos concluiu-se que para cada corrente de polarização do VCSEL existe uma determinada potência de pico ótima, os resultados obtidos sugerem que isso ocorre quando o VCSEL opera no limite da zona linear.

Para compensar as não linearidades da ligação RoF, foi selecionada uma corrente de polarização e uma potência de pico do sinal rádio, que garantem a operação do VCSEL numa zona não linear. Para modelar o comportamento inverso da ligação RoF e posteriormente compensar a ligação foi usada uma versão simplificada das séries de Volterra, um polinómio com memória. Com base nos resultados obtidos verificou-se que o comportamento inverso da ligação RoF pode ser bem aproximado com K igual a 3, Q igual a 1 e considerando apenas as não linearidades ímpares. Para este caso, ou seja usando apenas quatro coeficientes, a ligação RoF foi compensada satisfatoriamente reduzindo o EVM da constelação recebida de 6% para 3.5%.

7.2 Trabalho futuro

Como sugestões de trabalho futuro:

- Implementação do algoritmo de pré-distorção em FPGA, usando os coeficientes do polinómio com memória determinados no Matlab,

comparação dos resultados obtidos através da pré-distorção em FPGA com os obtidos mediante a pré-distorção em Matlab.

- Estudo e implementação de algoritmos adaptativos para compensar a ligação RoF.
- Estudo da compensação das não linearidades da ligação RoF, usando sinais OFDM com outras larguras de banda, usando outras frequências da portadora e usando outras fontes óticas.

Apêndice A

A Informações adicionais sobre o CPRI

A.1 Topologias de ligação

Na figura A.1 é apresentada a topologia básica, esta é constituída apenas por uma BBU e uma RRH conectadas por uma ligação ponto a ponto. Em qualquer topologia para aumentar a capacidade entre dois elementos podem ser usadas múltiplas ligações ponto a ponto, isto pode ser necessário em topologias que envolvam múltiplas antenas e portadoras, na figura A.2 é apresentada uma BBU conectada a uma RRH por múltiplas ligações ponto a ponto. Além destas topologias o CPRI também suporta as topologias em estrela, cadeia, árvore e anel representadas respetivamente nas figuras A.3, A.4, A.5 e A.6. Qualquer topologia obtida como a combinação das topologias referidas também é suportada, por exemplo uma topologia formada pela combinação das topologias em cadeia e estrela. De acordo com a especificação do CPRI, uma RRH pode estar conectada a várias BBU, como pode ser observado na figura A.7, e em estações base com várias BBU a interface CPRI pode ser usada para conectar duas BBU, esta situação é explícita na figura A.8, os requisitos para estas duas últimas topologias não são totalmente abordados na especificação do CPRI [3].



Fig. A. 1 Topologia básica



Fig. A. 2 Uma RRH conectada a uma BBU por múltiplas ligações ponto a ponto

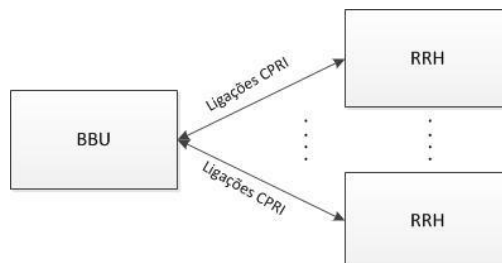


Fig. A. 3 Topologia em estrela



Fig. A. 4 Topologia em cadeia

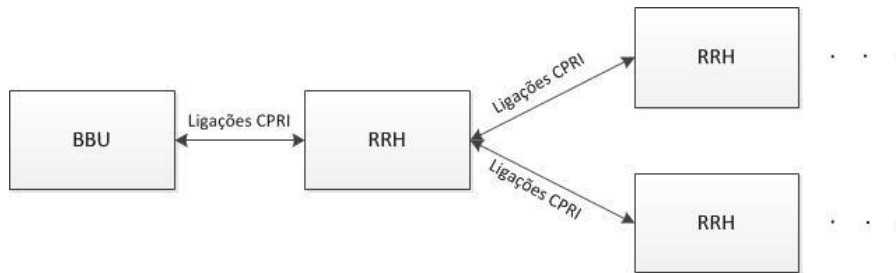


Fig. A. 5 Topologia em árvore

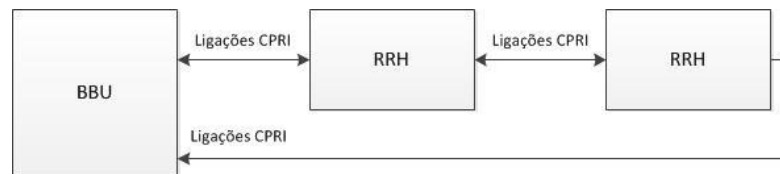


Fig. A. 6 Topologia em anel

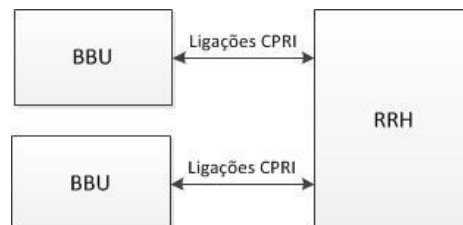


Fig. A. 7 Uma RRH conectada a duas BBU



Fig. A. 8 Duas BBU conectadas

A.2 Estrutura da trama e taxas de transmissão

No CPRI, os bits são organizados numa hierarquia de tramas, na figura A.9 é apresentada a estrutura da trama básica. A trama básica é constituída por 16 palavras, uma para o controlo e 15 para a carga paga, cada palavra pode ter entre 1 a 20 bytes, a taxa de transmissão na interface CPRI é proporcional ao número de bytes por palavra. A

taxa de transmissão de uma trama básica é de 3.84 MHz, sendo igual à taxa de *chip* da tecnologia UMTS, com uma duração de 260.42 ns. Na tabela A.1, encontra-se todas as taxas de transmissão suportadas na última versão, versão 6.1, da especificação do CPRI, para cada uma é indicado a codificação de linha utilizada e a sua forma de cálculo. A codificação de linha garante que ocorrem transições suficientes nos bits enviados pelo emissor, por forma o recetor conseguir extrair o relógio a partir dos bits recebidos. O codificador de linha converte k bits à entrada em n bits à saída em que n é maior que k , por exemplo na codificação de linha 8B/10B 8 bits são convertidos em 10 bits, entre os bits à entrada e os bits à saída existe uma correspondência biunívoca. Os cálculos na tabela A.1 resumem-se à expressão A.1, nessa expressão, 16 representa o número de palavras numa trama básica, N o número de bytes numa palavra, 8 o número de bits num byte, 3.84 MHz a taxa de transmissão de tramas básicas e C os bits acrescentados pela codificação de linha. A variável N pode assumir os seguintes valores: 1, 2, 4, 5, 8, 10, 16, 20 e 24 e C 10/8 e 66/64 para a codificação de linha 8B/10B e 64B/66B. Uma hyper trama é constituída por 256 tramas básicas, logo possui 256 palavras de controlo, cada palavra de controlo possui uma determinada função, existem palavras de controlo para a sinalização do início de uma hyper trama, sincronização, controlo e gestão entre outras. Uma trama rádio é formada por 150 hyper tramas, a duração de uma trama rádio é de 10 ms e é igual ao período de uma trama no UMTS e LTE, na figura C.9 é apresentada a relação hierárquica entre os três tipos de tramas [3].

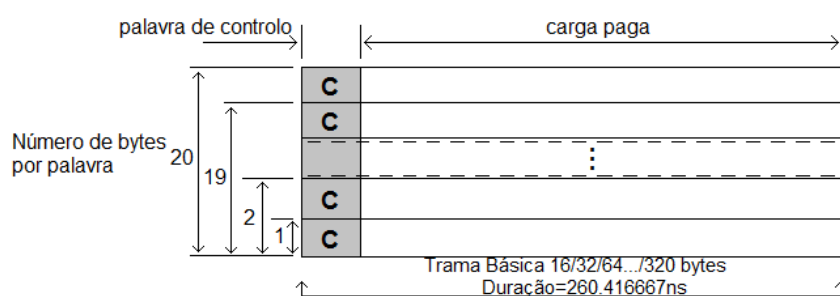


Fig. A. 9 Estrutura da trama básica

Taxa de transmissão (Mbit/s)	Codificação de linha	Cálculo
614.4	8B/10B	$16 \times 1 \times 8 \times 3.84 \text{ MHz} \times 10/8$
1228.8	8B/10B	$16 \times 2 \times 8 \times 3.84 \text{ MHz} \times 10/8$
2457.6	8B/10B	$16 \times 4 \times 8 \times 3.84 \text{ MHz} \times 10/8$
3072.0	8B/10B	$16 \times 5 \times 8 \times 3.84 \text{ MHz} \times 10/8$
4915.2	8B/10B	$16 \times 8 \times 8 \times 3.84 \text{ MHz} \times 10/8$
6144.0	8B/10B	$16 \times 10 \times 8 \times 3.84 \text{ MHz} \times 10/8$
8110.08	64B/66B	$16 \times 16 \times 8 \times 3.84 \text{ MHz} \times 66/64$
9830.4	8B/10B	$16 \times 16 \times 8 \times 3.84 \text{ MHz} \times 10/8$
10137.6	64B/66B	$16 \times 20 \times 8 \times 3.84 \text{ MHz} \times 66/64$
12165.12	64B/66B	$16 \times 24 \times 8 \times 3.84 \text{ MHz} \times 66/64$

Tabela A. 1 Taxas de transmissão suportadas na versão 6.1 da especificação do CPRI

$$\text{taxa de transmissão CPRI} = 16 \times N \times 8 \times 3.84 \times 10^6 \times C \quad (\text{A.1})$$

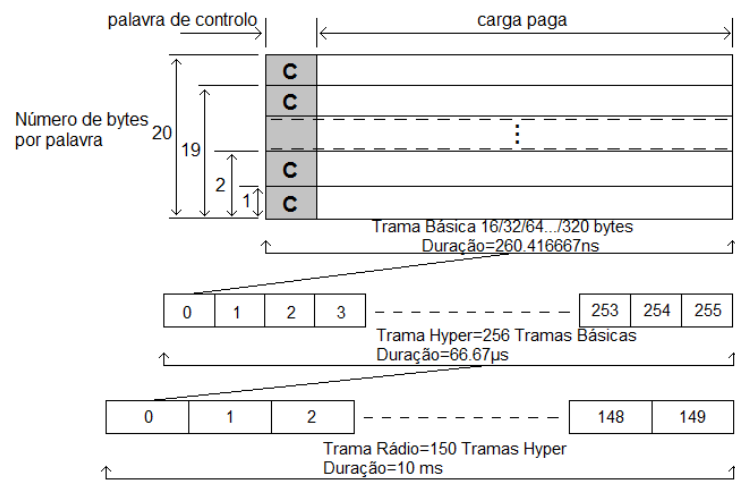


Fig. A. 10 Organização hierárquica da informação no CPRI

A.3 Frequências de amostragem suportadas para as tecnologias de acesso rádio UTRA FDD, GSM e E-UTRA

Na tecnologia UTRA FDD, os valores admitidos para a frequência de amostragem depende do sentido de transmissão, no sentido descendente pode ser usado 3.84 MHz e 7.68 MHz, correspondendo respetivamente aos fatores de sobre amostragem de 1 e 2, e no sentido ascendente 7.68 MHz e 15.36 MHz, correspondendo respetivamente aos fatores de sobre amostragem de 2 e 4. Na tecnologia UTRA FDD a frequência de amostragem usada no sentido descendente pode ser diferente da usada no sentido ascendente. No GSM existem duas taxas de símbolo, a normal sendo transmitidos aproximadamente 270.83 Ksps, e a elevada sendo transmitidos 325 Ksps, a frequência de amostragem pode ser um múltiplo da taxa de símbolo ou um múltiplo ou submúltiplo da taxa de *chip* da tecnologia UTRA FDD. Na tabela A.2 para as duas taxas de símbolo são apresentadas as frequências de amostragem múltiplas da taxa de símbolo. De modo similar na tabela A.3 são apresentadas as frequências de amostragem múltiplas da taxa de chip. Em ambas as tabelas para cada uma das frequências de amostragem é apresentado o fator de sobre amostragem em relação a taxa de símbolo, adicionalmente na tabela A.3 também é apresentado o fator de sobre amostragem em relação a taxa de *chip*.

Taxa de transmissão	Normal	Elevada
Ksps	1625/6	325
Frequência de amostragem (kHz)	1625/6, 1625, 3250	325, 1625, 3250
Fator de sobre amostragem	1,6,12	1,5,10

Tabela A. 2 Frequências de amostragem no GSM múltiplas da taxa de símbolo

Taxa de transmissão	Normal	Elevada
Ksps	1625/6	325
Frequência de amostragem (kHz)	960, 1920, 3840	960, 1920, 3840
Fator de sobre amostragem	1152/325, 2304/325, 4608/325	960/325, 1920/325, 3840/325
Relação frequência de amostragem e a taxa de chip UTRA FDD	$\frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$, 1	$\frac{1}{4}$, $\frac{1}{2}$, 1

Tabela A. 3 Frequências de amostragem no GSM múltiplas e submúltiplas da taxa de chip

Na tabela A.4 estão indicadas as frequências de amostragem suportadas para a tecnologia E-UTRA.

Largura de Banda (MHz)	1.4	3	5	10	15	20
Frequência de amostragem (MHz)	1.92	3.84	7.68	15.36	23.04, 15.36	30.72, 23.04
Frequência de amostragem/UTRA FDD taxa de chip	$\frac{1}{2}$	1	2	4	6, 4	8, 6

Tabela A. 4 Frequências de amostragem suportadas para a tecnologia E-UTRA

Para as larguras de banda de 15MHz e 20MHz podem ser usadas duas frequências de amostragem, a frequência de amostragem menor permite reduzir a largura de banda no *fronthaul*, à custa de um aumento da complexidade do filtro a seguir à DAC na RRH. No capítulo 4 no final da secção 4.3.3 pode ser entendida a relação entre a largura de banda e frequência de amostragem [3].

Apêndice B

B Evolução da arquitetura da estação base

Na figura B.1 é apresentada a arquitetura da estação base convencional, todo o *hardware* encontra-se no armário da estação base. Na *Baseband Unit* (BBU) é realizado todo o processamento em banda base, na *Remote Radio Unit* (RRU) são realizadas as operações rádio. A altas frequências, como as usadas nos sistemas rádio, os cabos coaxiais tem perdas elevadas, nesta arquitetura estima-se que 50% a 90% da potência do sinal rádio é dissipada nos cabos coaxiais. O amplificador de potência na RRU deve compensar estas perdas. De um modo geral, os amplificadores usados nas estações base têm uma baixa eficiência, pelo que requerem uma potência de alimentação consideravelmente superior à potência transmitida. Devido às elevadas perdas por dissipação térmica destes amplificadores é, em geral, necessário o recurso a sistemas de climatização com o intuito de manter uma temperatura aceitável dentro do armário da estação base. No sentido ascendente, junto às antenas é usado um amplificador de baixo ruído. Percebe-se facilmente que o consumo energético em todo este processo é bastante elevado, sendo este um dos principais inconvenientes desta arquitetura [27].

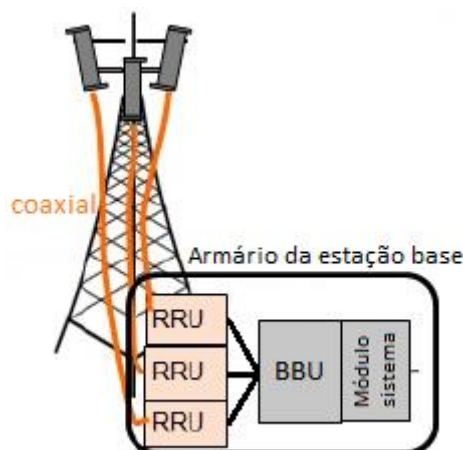


Fig. B. 1 Arquitetura da estação base convencional

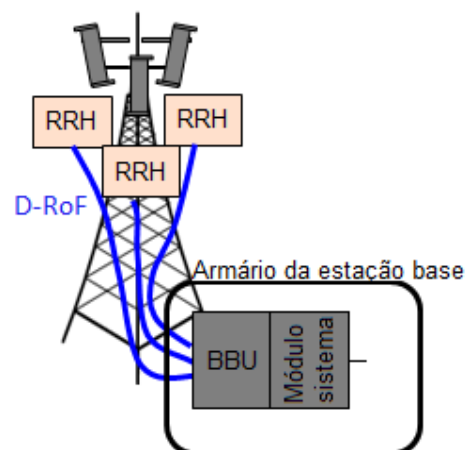


Fig. B. 2 Arquitetura da estação base distribuída

A arquitetura da estação base convencional possui os seguintes inconvenientes:

- Elevado consumo energético.
- De difícil instalação e dispendiosa.
- Custos de aluguer elevados, devido às grandes dimensões da estação base.
- Elevado impacto ambiental do ponto de vista energético e paisagístico.

Para reduzir os custos operacionais e o investimento das operadoras de telecomunicações, surgiu o conceito de estação base distribuída, na figura B.2 é apresentada a sua arquitetura. Nesta arquitetura, de um modo conceptual a BBU e a RRH

desempenham as mesmas funções da BBU e da RRU da arquitetura da estação base convencional, as principais diferenças são as seguintes: numa arquitetura da estação base distribuída a BBU e a RRH encontram-se em locais distintos, as duas unidades comunicam por ligações óticas e a RRH integra ou está muito próximo das antenas sendo evitados cabos coaxiais com longas distâncias [27]. Sendo assim nesta arquitetura surge uma nova infraestrutura de transporte entre a BBU e as várias RRH, designada de *fronthaul*.

A BBU de várias estações base distribuídas podem ser colocadas numa unidade central (UC), como apresentado na figura A.3 [17], [28]. Esta arquitetura possui as seguintes vantagens:

- A manutenção e os melhoramentos de várias BBU é realizado num único local.
- No LTE e LTE-Advanced a interface X2 permanece num local seguro.
- No LTE e LTE-Advanced os atrasos de comunicação entre estações base são menores.
- Pode ser implementado de um modo eficiente a técnica *Coordinated Multipoint* (CoMP) introduzida no LTE-Advanced.

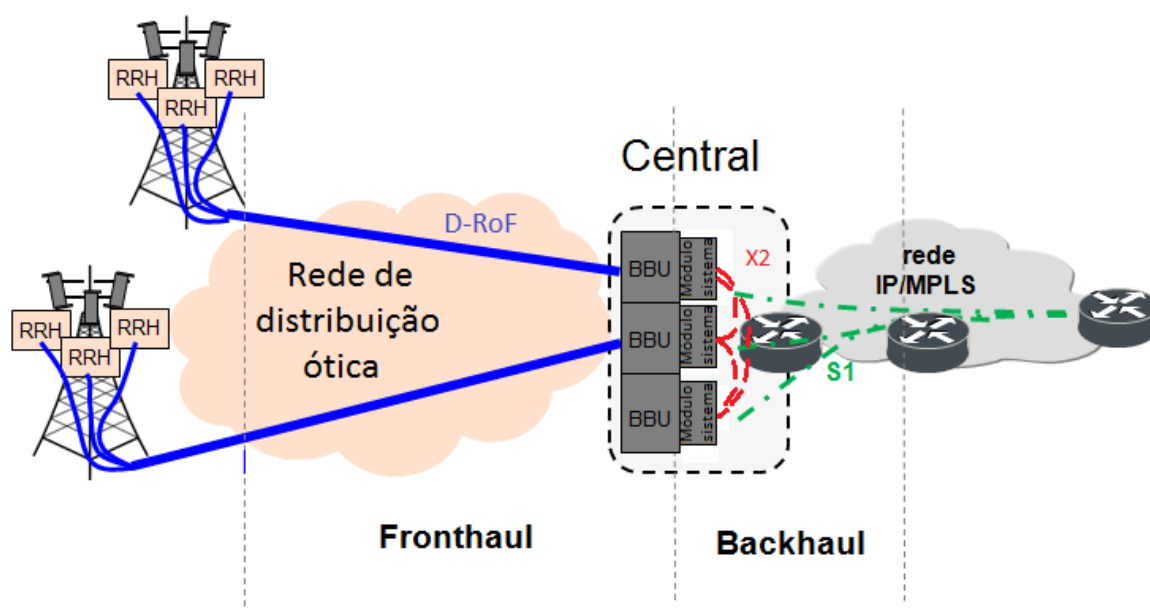


Fig. B. 3 Várias BBU pertencentes a estações base distribuídas distintas numa central

Na UC os recursos podem ser otimizados, seguindo uma estratégia na qual os recursos são alocados dinamicamente consoantes as necessidades, isto permite acomodar flutuações de tráfego e reduzir o custo dos equipamentos bem como o consumo energético. Na figura B.4 é apresentada a arquitetura que implementa esta estratégia sendo designada por *Cloud Radio Access Network* (C-RAN). Nesta arquitetura podem ser implementadas simultaneamente várias tecnologias de acesso rádio e a mesma estrutura de *backhaul* pode ser partilhada por múltiplas RRH [17], [28].

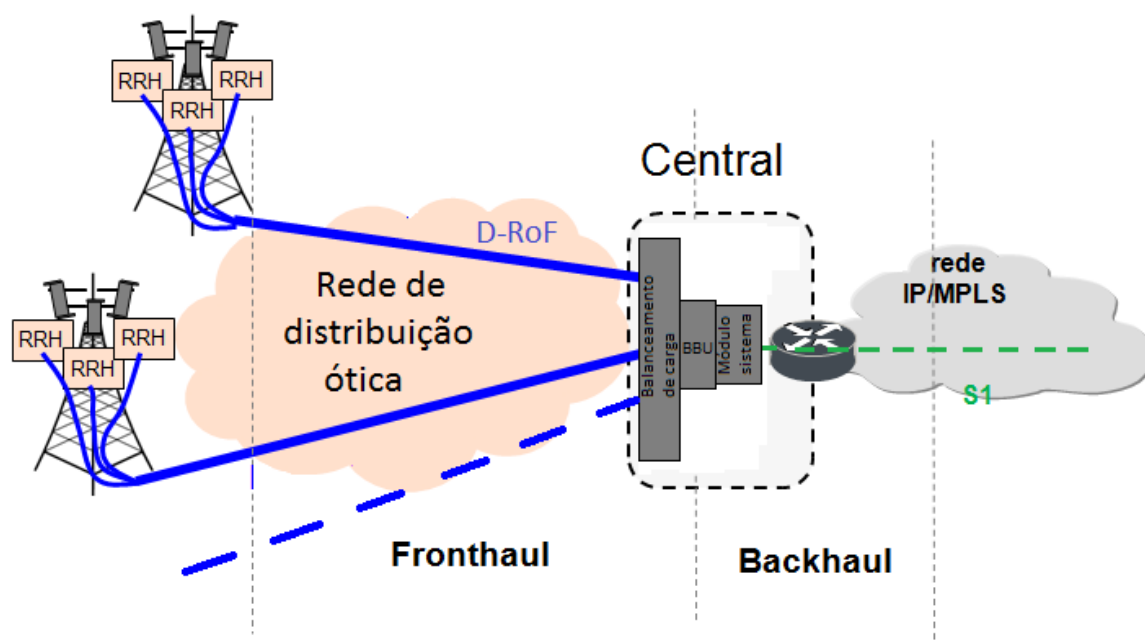


Fig. B. 4 Cloud Radio Access Network

Apêndice C

C Funções AM/AM e AM/PM

As funções amplitude-para-amplitude (AM/AM) e amplitude-para-fase (AM/PM) são bastante utilizadas para caracterizar sistemas não lineares. De acordo com a definição, a função AM/AM é a amplitude à saída de um sistema em função da amplitude à sua entrada, a função AM/PM é a diferença de fase entre as amostras IQ à saída do sistema e as amostras IQ à entrada, em função da amplitude à entrada. Em vários trabalhos é possível encontrar representações distintas da função AM/AM e AM/PM. Para a função AM/AM é vulgar encontrar as seguintes representações:

- Potência à saída de um sistema em função da potência à entrada.
- Ganho de um sistema em função da potência à entrada.
- Valor absoluto das amostras IQ normalizadas à saída de um sistema, em função do valor absoluto das amostras IQ à entrada.

A normalização das amostras IQ à saída de um sistema consiste na compensação do ganho do sistema. Para a função AM/PM é vulgar encontrar as seguintes duas representações: diferença de fase entre às amostras IQ à saída de um sistema e as amostras IQ à entrada, em função da potência à entrada, diferença de fase entre às amostras IQ à saída de um sistema e as amostras IQ à entrada, em função do valor absoluto das amostras IQ à entrada.

Apêndice D

D Tipos de sincronismo, requisitos colocados pelo 3GPP às tecnologias GSM, UMTS e LTE em termos de sincronismo

Numa rede de telecomunicações síncrona, para que a transferência de informação ocorra corretamente, todos os elementos da rede devem operar ao mesmo ritmo. Uma solução imediata para garantir o sincronismo, será colocar todos os relógios da rede com a mesma frequência, na prática esta solução não é fiável, pois a frequência de um relógio tem pequenas variações, assim ao fim de um longo período de tempo, pode suceder que a frequência dos relógios seja distinta e o sincronismo seja perdido. Para manter o sincronismo um determinado elemento da rede, com um relógio de elevada precisão, envia para todos os elementos síncronos da rede a informação de sincronismo, este relógio é denominado relógio primário de referência [29].

O sincronismo pode ser distinguido nos seguintes tipos: na frequência, na fase e no tempo. No sincronismo na frequência, a informação de sincronismo enviada para os diferentes elementos da rede possui aproximadamente a mesma frequência, esta deve estar compreendida dentro de certos limites. O sincronismo na frequência pode ser dividido em dois tipos, sistemas com captura da frequência e sistemas com captura da fase. Nos sistemas com captura da frequência a diferença de frequência entre dois sistemas é limitada, em relação à fase esta não é limitada, sistemas que implementam este tipo de sincronismo são baseados em malhas de captura de frequência. Nos sistemas com captura de fase a diferença de fase entre dois sistemas é limitada, esta diferença deve-se aos atrasos da informação de sincronismo no meio de transmissão, sistemas que implementam este tipo de sincronismo são baseados em malhas de captura de fase. No sincronismo na fase e no tempo, os atrasos no meio de transmissão são compensados, logo os elementos da rede possuem aproximadamente a mesma fase, a precisão da fase é limitada. No sincronismo temporal os elementos da rede tem acesso ao instante de tempo atual. O sincronismo na fase implica o sincronismo na frequência e o sincronismo no tempo implica os dois últimos. Na figura D.1 estão resumidos os três tipos de sincronismo [29], [30].

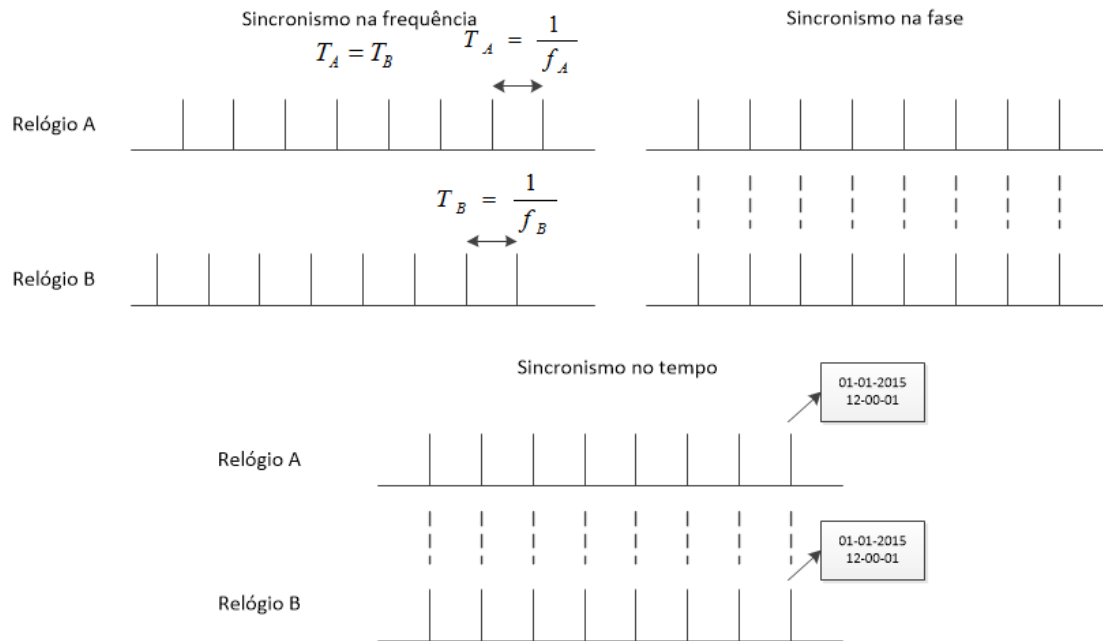


Fig. D. 1 Três tipos de sincronismo

Nas tecnologias de acesso rádio, na estação base, o relógio é usado para gerar a portadora e a informação na interface ar. A frequência da portadora deve ter uma elevada precisão, caso contrário esta pode interferir com outras frequências que estão alocadas para outros fins. A frequência da portadora observada pelo móvel é distinta da sua frequência real, este fenómeno resulta do próprio movimento do móvel e é designado por efeito de Doppler, quanto maior a velocidade do móvel maior a variação na frequência. Quando a rede se apercebe que um móvel se desloca com uma velocidade elevada, por exemplo um utilizador num automóvel, para reduzir o número de *handovers* e a possibilidade de perdas de ligação, o móvel é transferido para uma estação base com uma área de cobertura grande, assim devido ao efeito de Doppler quanto maior a área de cobertura de uma estação base maior deve ser a precisão da frequência da portadora. O 3GPP para cada uma das tecnologias de acesso rádio definiu valores limite para a precisão da frequência da portadora. No GSM, a precisão da frequência da portadora deve ser melhor que ± 0.05 ppm e para estações base pico melhor do que ± 0.1 ppm. No UMTS, as estações base foram classificadas em área grande, área local e residencial, consoante a área ocupada pela estação base. Na tabela D.1 é indicado o valor limite da precisão da frequência da portadora para cada tipo de estação base. No LTE as estações base foram classificadas da mesma forma que no UMTS e foram especificados os mesmo valores para a precisão da frequência da portadora [29].

<i>Tipo de estação base</i>	<i>Precisão</i>
<i>Área grande</i>	± 0.05 ppm
<i>Área local</i>	± 0.1 ppm
<i>Residencial</i>	± 0.25 ppm

Tabela D. 1 Precisão da frequência da portadora no UMTS e LTE

O GSM apenas foi desenvolvido na versão FDD, o UMTS e LTE foram desenvolvidos nas versões FDD e TDD. Nestas tecnologias no modo FDD apenas é necessário o sincronismo na frequência, no modo TDD é necessário o sincronismo na fase ou no tempo. No modo TDD é usada a mesma portadora no sentido descendente e ascendente, para cada sentido de transmissão é reservado um determinado período de tempo, deste modo o sincronismo de fase é necessário por forma a garantir que a comutação do sentido de transmissão e o início trama ocorrem nos instantes corretos. O instante de início de trama é importante quando estações base adjacentes partilham a mesma frequência. Para o modo TDD o 3GPP especificou o seguinte: no UMTS a variação do instante de início de trama entre estações base adjacentes que usam a mesma frequência deve ser inferior a $\pm 1.5 \mu s$, no LTE a variação do instante de início de trama deve ser inferior a $\pm 1.5 \mu s$, para estações base com um raio de cobertura menor que 3 km, e inferior a $\pm 5 \mu s$ para estações base com um raio de cobertura maior que 3 km [29], [30].

Apêndice E

E Soluções para implementar o fronthaul

Neste apêndice será dada maior ênfase às soluções do fronthaul baseadas no CPRI. No CPRI, o fronthaul pode ser implementado usando ligações ponto a ponto, neste caso, cada RRH possui uma ligação ponto a ponto à UC, é importante referir que uma ligação ponto a ponto é constituída por duas fibras óticas, uma usada para a comunicação no sentido descendente e a outra no sentido ascendente. Esta configuração satisfaz as necessidades de largura de banda, no entanto, dado que uma UC pode controlar várias RRH, o número de ligações pode ser bastante elevado, logo esta configuração é complexa e os custos de implementação são elevados. Para reduzir o número de ligações, vários canais CPRI podem ser multiplexados na mesma ligação, no sentido descendente, os canais são multiplexados numa fibra e no sentido ascendente noutra. Nesta abordagem, as RRH que partilham a mesma ligação devem usar comprimentos de onda distintos no sentido descendente e ascendente, esta configuração é apresentada na Figura E.1, as linhas a azul e a amarelo correspondem a uma ligação, o MUX realiza a multiplexagem e a operação inversa, o bloco seguir ao MUX pode delimitar o que pertence à operadora detentora da fibra daquilo que pertence à operadora móvel. Para reduzir ainda mais o número de fibras óticas, os canais CPRI no sentido descendente e ascendente podem ser multiplexados numa única fibra ótica.

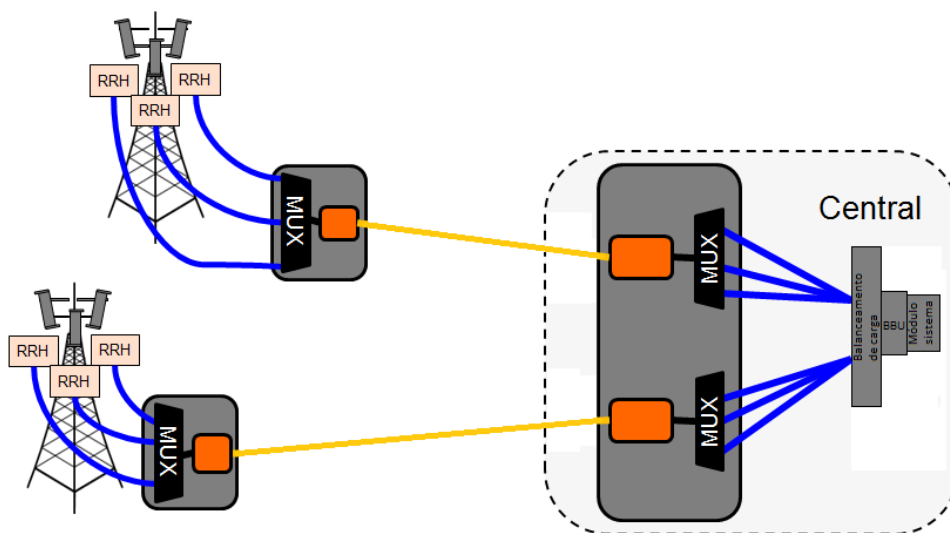


Fig. E. 1 Multiplexagem de vários canais CPRI

Além da topologia ponto a ponto, o *fronthaul* pode assumir qualquer uma das topologias apresentadas na secção A.1 do apêndice A. A instalação de uma infraestrutura ótica dedicada ao transporte do CPRI tem custos elevados, com vista a reduzir o investimento das operadoras, estas pretendem transportar o CPRI através de outras tecnologias. Deste modo, tem sido discutida a viabilidade do transporte do CPRI sobre as tecnologias *Internet*

Protocol (IP) / Multiprotocol Label Switching (MPLS), Optical Transport Network (OTN) e sobre as tecnologias das redes de acesso óticas, estas redes são designadas por *Passive Optical Network (PON)*. Uma outra solução apontada consiste na coexistência do CPRI com as tecnologias PON, nomeadamente Gigabit capable PON (G-PON), 10 Gbit/s PON1 (XG-PON1), XG-PON2 e Next Generation-PON2 (NG-PON2), neste caso o CPRI é transportado em comprimentos de onda que ainda não foram alocados a essas tecnologias [17].

Referências

- [1] R. Neto, “Análise e Desempenho de Sistema Rádio-Fibra Usando Sinais OFDM e SC-FDMA,” Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, Universidade do Porto, Porto, Portugal, 2014.
- [2] S. Tavares, “Rádio Digitalizado sobre Fibra,” Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, Universidade do Porto, Porto, Portugal, 2012.
- [3] *CPRI Specification*, version 6.1, 2014.
- [4] OBSAI. OBSAI [Online]. Available: <http://www.obsai.com/>.
- [5] CPRI. CPRI [Online]. Available: <http://www.cpri.info/>.
- [6] ETSI. “Open Radio Equipment Interface”
- [7] A. Teixeira e M. Lima, “Apontamentos da cadeira de comunicações óticas da Universidade de Aveiro”.
- [8] *Next Generation Wireless Communications Using Radio over Fiber*, Editores N. J. Gomes, P. P. Monteiro e A. Gameiro. John Wiley & Sons, 2012.
- [9] L. Vieira, “Digital Baseband Modelling and Predistortion of Radio over Fiber Links,” Dissertação de Doutoramento, Universidade de Kent, Kent, Reino Unido, 2012.
- [10] A. Hekkala e M. Lasanen, “Performance of adaptive algorithms for compensation of radio over fiber links,” *2009 Wirel. Telecommun. Symp.*, 2009.
- [11] Wikipedia. Least Mean Squares Filter [Online]. Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Least_mean_squares_filter
- [12] “C-RAN The Road Towards Green RAN,” China Mobile Research Institute, China, White Paper, versão 2.5, Outubro, 2011.
- [13] J.Rocha, P.Monteiro, e A.Gameiro, “Apontamentos da cadeira de sistemas de comunicação 2 da Universidade de Aveiro.”
- [14] “Physical Layer,” em *LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA based radio access*, Editores H. Holma e A. Toskala. Jhon Wiley & Sons, 2009, capítulo 5, secção 5.9, pp 118 – 119.
- [15] S.Sargento e R.Aguiar, “Apontamentos da cadeira de redes de telecomunicações da Universidade de Aveiro”.
- [16] A.Ghosh e R.Ratasuk, “LTE overview,” em *Essentials of LTE and LTE-A*, Editores W. Webb e S. Dixit. Cambridge University Press, 2011, capítulo 2.

- [17] P. Chanclou, A. Pizzinat, F. Le Clech et al, "Optical Fiber Solution for Mobile Fronthaul to Achieve Cloud Radio Access Network," 2013.
- [18] 3GPP. LTE-Advanced [Online]. Available:
<http://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/97-lte-advanced>.
- [19] J. Rodriguez, "Apontamentos da cadeira de planeamento de comunicações móveis da Universidade de Aveiro".
- [20] H. Schulze e C. Lüders, "OFDM" em *Theory and Applications of OFDM and CDMA*, Jhon Wiley & Sons, 2005
- [21] A. Pinho, "Apontamentos da cadeira introdução à análise e processamento digital de sinal da Universidade de Aveiro".
- [22] T. Silva, "Apontamentos da cadeira de Processamento Digital de Sinal da Universidade de Aveiro".
- [23] N. Marchetti, M. I. Rahman e S. Kumar, "OFDM: Principles and Challenges" em *New Directions in Wireless Communications*, Editor V. Tarokh. Springer, 2009, capítulo 2.
- [24] Rhode & Schwarz, "R&S SMW200A Vector Signal Generator User Manual".
- [25] Rhode & Schwarz, "R&S FSW I/Q Analyzer and I/Q Input Interfaces User Manual".
- [26] Mathworks. Calculate vector magnitude difference between ideal reference signal and measured signal – Simulink [Online]. Available:
<http://www.mathworks.com/help/comm/ref/evmmeasurement.html>.
- [27] G. Leavey, "Enabling Distributed Base Stations with CPRI," Março, 2006.
- [28] T. Kolding, "Radio over Fiber based RAN Opportunities and challenges," Setembro, 2010.
- [39] J. L. Ferrant, M. Gilson, S. Jobert et al, Synchronous Ethernet and IEEE 1588 in Telecoms. ISTE e Jhon Wiley & Sons, 2013.
- [30] D. Bladsjö, M. Hogan e S. Ruffini, "Synchronization aspects in LTE small cells," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 51, no. 9, pp. 70–77, 2013.